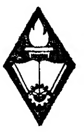
Н. П. ЕРМОЛИН

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Н. П. ЕРМОЛИН

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебника для студентов приборостроительных специальностей высших технических учебных заведений



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1975

6П2.1.081
Е74
УДК 621.313 (0.75.8)

Рецензенты:

кафедра электрических машин
Московского энергетического института;
проф. Хвостов В. С. (МИИТ)

Ермолин Н. П.

Е 74 Электрические машины. Учебник для втузов. М., «Высш. школа», 1975.
295 с. с ил.

В книге рассматриваются принципы действия и устройство различных электрических машин и трансформаторов ограниченных и малых мощностей, излагаются основные вопросы их теории и анализируются пусковые и рабочие свойства этих машин.

Книга составлена в соответствии с программой курса «Электрические машины», рекомендованной Министерством высшего и среднего специального образования СССР, и предназначается в качестве учебника для студентов высших учебных заведений приборостроительных специальностей.

$Е\frac{30307-017}{001(01)-75}$ 147—75

6П2.1.081

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время в области новой и специальной техники широкое и разнообразное применение получили электрические машины и трансформаторы малой мощности в качестве управляющих, исполнительных и силовых элементов в системах автоматики и телемеханики, вычислительной техники, летательных аппаратов, гироскопических устройств, информационно-измерительной техники и других областях. Специалисты, оканчивающие вузы по приборостроительным специальностям: «Автоматика и телемеханика», «Математические и счетно-решающие приборы и устройства», «Гироскопические приборы и устройства», «Системы автоматического управления», «Информационно-измерительная техника», и работающие в этих областях техники должны получить надлежащую подготовку по теории и устройству электрических машин и трансформаторов для использования их в новой технике.

Имеющиеся учебники для высшей школы по общему курсу электрических машин посвящены в основном рассмотрению теории, устройства и рабочих свойств нормальных, средних и крупных электрических машин и трансформаторов применительно к интересам энергетики и имеют значительный объем. Вышедшие в свет в 1971 г. учебные пособия по курсу электрических машин для студентов приборостроительных специальностей высших учебных заведений [9, 16] восполняют в определенной степени пробел в недостатке учебников для названных специальностей. Однако по типовым учебным планам этих специальностей курс электрических машин имеет ограниченное количество часов, поэтому представляется целесообразным создание краткого учебника по курсу «Электрические машины» для приборостроительных специальностей. В связи с этим предлагаемый вниманию читателя учебник общего курса «Электрические машины» для названных специальностей учитывает их интересы.

Для количественной оценки различных механических, тепловых, электрических, магнитных и других величин в данной книге применяется Международная система единиц (СИ). Основными единицами этой системы являются метр, килограмм, секунда, ампер, градус Кельвина и кандела. Однако в целях удобства измерения некоторых величин Международная система единиц предусматривает также использование на практике кратных и дольных единиц, образуемых умножением и делением основных или производных единиц на степень числа 10.

Так как в данной книге рассматриваются преимущественно электрические машины малой мощности, то габаритные размеры их обычно измеряются величинами порядка нескольких десятков сантиметров и меньше, а отдельные их детали — долями сантиметра. Поэтому в целях практического удобства для измерения линейных размеров и ряда

других величин этих машин целесообразно использовать допускаемые Государственным стандартом дольные единицы длины. Так, например, в качестве дольных единиц длины в книге приняты: для измерения размеров рассматриваемых машин 1 см = $1\cdot10^{-2}$ м, а для малых величин их 1 мм = $1\cdot10^{-3}$ м. Кроме того, в книге сохранены также некоторые внесистемные единицы по ГОСТ 7664—61, имеющие широкое практическое распространение. Например, для измерения скорости вращения электрической машины сохранены об/мин (1 об/мин = π/30 рад/с), а для измерения температуры нагрева машины и ее частей — градус Цельсия (°C). В качестве единицы измерения для вращающего момента электрической машины малой мощности в книге принят ньютон-сантиметр (Н·см).

Настоящая книга предназначается в качестве учебника по общему курсу электрических машин для студентов высших технических учебных заведений, обучающихся по перечисленным специальностям. Она может быть полезной также и для специалистов, занимающихся применением малых электрических машин и трансформаторов в различных областях техники.

Автор считает своим долгом выразить признательность рецензентам данной книги: кафедре МЭИ, возглавляемой чл.-корр. АН СССР проф. Г. Н. Петровым, и проф. В. С. Хвостову за ценные советы и замечания.

Автор

ВВЕДЕНИЕ

В.1. Курс электрических машин

Предметом изучения данного курса являются электрические машины, применяемые на практике для преобразования одного вида энергии в другой. Они предназначены для преобразования подводимой к ним механической энергии в электрическую или, обратно, электрической энергии в механическую, или же, наконец, для преобразования электрической энергии одного вида в электрическую энергию другого вида.

В первом случае имеют дело с электрическими генераторами, во втором — с электрическими двигателями и в третьем — с вращающимися преобразователями.

Все современные электроэнергетические установки различной мощности базируются на широком и разнообразном использовании средних и крупных электрических машин в диапазоне мощностей от единиц до нескольких сотен тысяч киловатт и более для преобразования и распределения энергии для различных практических целей. В разных автоматических системах управления в промышленности и специальной технике, на самолетах, в ракетах и других движущихся объектах, в гироскопических и радиоэлектронных устройствах, в вычислительной технике и других областях весьма широкое применение получили сейчас всевозможные малые электрические машины и трансформаторы в диапазоне мощностей от долей до нескольких сотен ватт. Некоторые из этих машин используются в качестве информационных приборов или датчиков в системах автоматики.

Современная электроэнергетическая установка состоит из трех основных звеньев — электрической станции, вырабатывающей электроэнергию с помощью электрических машин, линии передачи энергии на расстояние и разнообразных потребителей ее. К ним относятся многочисленные промышленные предприятия, различные учреждения, жилые здания и др. Установленные на электростанциях электрические машины приводятся во вращение паровыми или гидравлическими турбинами или же другими приводными двигателями. В этом случае данные машины преобразуют на станциях подводимую к ним от приводных двигателей механическую энергию в электрическую и работают в качестве генераторов. Применяемые на различных промышленных предприятиях электрические машины получают электроэнергию по линиям передач от электростанций и преобразуют ее в механическую энергию, приводя во вращение всевозможные станки, механизмы и другие устройства. Следовательно, на промышленных предприятиях электри-

ческие машины работают в качестве электродвигателей или просто двигателей.

Однако деление электрических машин на генераторы и двигатели не является принципиальным, так как всякая электрическая машина обладает свойством обратимости, т. е. может работать и генератором, и двигателем в зависимости от условий ее применения и назначения.

При выпуске электрических машин с электромашиностроительных заводов на их паспорте обычно указывается назначение машины, т. е. режим работы ее в качестве генератора или двигателя. Это обусловливается тем, что на практике к генераторам и двигателям предъявляются различные требования. Так, например, если машина спроектирована и изготовлена для работы в качестве двигателя, то при использовании в режиме генератора она может не удовлетворить требованиям, предъявляемым к генераторам. Например, машина не будет сохранять постоянства напряжения на зажимах при изменении нагрузки. Удовлетворение нужным требованиям справедливо также и для обратного случая.

Таким образом, деление электрических машин на генераторы и двигатели является условным. Оно вызвано на практике различием требований к их рабочим свойствам, которые приходится учитывать при проектировании и производстве машин. В принципе же любая электрическая машина благодаря свойству обратимости может работать и генератором и двигателем.

Что касается малых электрических машин в диапазоне мощностей до нескольких сотен ватт, широко применяемых в различных системах автоматики, в авиации, ракетной и специальной технике, в промышленности и домашнем быту, то они используются на практике главным образом в качестве электродвигателей. Однако встречается также ряд специальных установок и устройств, в которых наряду с электродвигателями имеют применение и генераторы малой мощности.

В.2. Значение электрических машин в современной технике

Электрическая энергия получила сейчас широкое и разнообразное применение в самых различных областях общественно-производственной деятельности человека — в промышленности, транспорте, сельском хозяйстве, домашнем быту и т. д. Эта энергия является основой современного технического прогресса, который широко использует ее при решении различных технических проблем.

Электрическая энергия вырабатывается с помощью электрических машин, в которых механическая энергия тепловых, гидравлических или других двигателей преобразовывается в электроэнергию постоянного и переменного тока.

В связи с этим электрическая машина представляет собой основу современной электроэнергетической установки, состоящей из трех главных звеньев: электрической станции, линии электропередачи и потребителей энергии. Основными потребителями электрической энергии являются различные отрасли промышленности — металлургичес-

кая, химическая, угольная, металлообрабатывающая и др. В этих отраслях промышленности находят себе массовое применение различные электродвигатели постоянного и переменного тока, в которых подводимая к ним электрическая энергия от электростанции преобразовывается в механическую для приведения в движение всевозможных станков, механизмов, автоматических устройств и т. д.

Широкое развитие промышленности и других отраслей хозяйства и растущая потребность в электроэнергии вызвали производство крупных электрических машин, достигающих каждая по мощности нескольких десятков и сотен тысяч киловатт и более.

Наряду с этим развитие промышленности и новых отраслей техники — авиации, ракетной техники, радиоэлектроники и специальных видов техники — вызвало широкое применение автоматизации управления различными технологическими процессами и исполнительными механизмами. Эта автоматизация базируется на широком применении различных малых электрических машин в диапазоне мощностей от долей до нескольких сотен ватт в качестве управляющих и исполнительных элементов в схемах автоматики. Вместе с этим электрические машины малой мощности широко используются не только в автоматических устройствах, но также и для других разнообразных целей как в промышленности и специальной технике, так и в домашнем быту. Таким образом, области применения малых электрических машин в указанном диапазоне мощностей весьма разнообразны. В настоящее время они занимают важное место в современной технике, так как практически ни одна отрасль техники, использующая в той или иной мере принципы электротехники, почти не обходится без применения электродвигателей малых мощностей в качестве привода или исполнительного элемента. Ввиду этого практическое значение электрических машин малой мощности весьма велико и к ним требуется надлежащее внимание.

В.3. Краткий исторический обзор развития электрических машин

Историческое развитие электротехники показывает, что большую роль в этом развитии играли отечественные ученые, так как определенные этапы учения об электричестве и магнетизме, в особенности в применении их в технике, связаны с именами русских ученых, инженеров и изобретателей. Значительную роль в развитии этого учения сыграли также и иностранные ученые (например, Фарадей, Максвелл, Генри, Ампер, Гаусс, Вебер, Ом и др.).

В отношении отечественных ученых следует отметить, что начиная с начала прошлого столетия, несмотря на социально-экономическую и техническую отсталость царской России, отдельные русские исследователи занимались вопросами применения электричества для практических целей. Можно назвать, например, имена известных русских ученых и изобретателей этого периода: физика В. В. Петрова, открывшего в 1803 г. электрическую дугу; акад. Э. Х. Ленца, установившего в 1833 г. принцип электромагнитной инерции и сформулировавшего

принцип обратимости электрической машины; акад. Б. С. Якоби, создавшего в 1834 г. первый электродвигатель постоянного тока с вращательным движением, примененный для практической работы.

Далее, в числе известных русских изобретателей в области электротехники 70—90-х годов прошлого столетия можно назвать: инж. А. Н. Лодыгина, создавшего в 1873 г. электрическую лампу накаливания; инж. П. Н. Яблочкова, предложившего в 1876 г. свою электрическую свечу и первый однофазный трансформатор с разомкнутой магнитной цепью для питания этих свечей, и, наконец, русского инж. М. О. Доливо-Добровольского, создавшего в 1883 г. систему трехфазного тока, трехфазный трансформатор и применившего в 1891 г. первые трехфазные асинхронные двигатели.

Если теперь перейти к рассмотрению собственно истории развития электрических машин, то начало ее следует считать с 1831 г. — года открытия Фарадеем закона электромагнитной индукции, лежащего в основе принципа действия электрических машин. Однако через два года после этого, в 1833 г., русским акад. Э. Х. Ленцем был открыт принцип электромагнитной инерции, известный ныне под именем закона Ленца, и сформулирован принцип обратимости электрической машины.

Всю историю развития электрических машин можно условно подразделить на три основных периода.

Первый период (с 1831 по 1867 г.). Так как первыми генераторами электрической энергии являлись гальванические элементы, дававшие постоянный ток, то физики и химики первой половины прошлого столетия, оперировавшие с гальваническими батареями, приборами и аппаратами постоянного тока, стремились и от электрической машины получить постоянный ток. Поэтому первый период в истории развития электрических машин с 1831 г. по 1867 г. характеризуется в основном тем, что эти машины являлись генераторами постоянного тока для лабораторных целей и почти не имели промышленного применения.

Первые электрические машины в качестве генераторов постоянного тока строились обычно с постоянными магнитами и назывались магнитоэлектрическими. Мощность их была чрезвычайно мала, и, следовательно, они могли служить лишь в качестве физических приборов. Значительным шагом вперед было применение в электрической машине электромагнитов. В этом случае соединяли главную машину, полюсы которой выполнены в виде электромагнитов, с небольшой магнитоэлектрической машиной, питавшей током обмотку полюсов главной машины. Подобная машина получила название электромагнитоэлектрической.

Второй период (с 1867 по 1891 г.). Данный период в истории развития электрических машин характеризуется широким использованием принципа самовозбуждения машины постоянного тока для создания машин промышленного назначения. Явление самовозбуждения машины постоянного тока получило название *динамоэлектрического принципа*. Этот принцип был в то время надлежаще оценен, он создал настоящую эру в истории развития машины постоянного тока. С 1867 г. эта машина получила на практике широкое применение и развитие. Созданную на основе нового принципа машину постоянного тока на-

звали в отличие от существовавших тогда *динамоэлектрической машиной*. Впоследствии производный термин стал *динамомашина*. Однако последний термин, как устаревший, ныне уже не применяется и заменен термином *электрическая машина*.

Период с 1867 по 1885 г. в истории электрической машины был периодом широкого развития и внедрения в промышленность машины постоянного тока. В 1885 г. появляется трансформатор с замкнутой магнитной цепью и до 1891 г. однофазный переменный ток используется только для освещения. Одновременно с этим продолжала внедряться в практику машина постоянного тока.

Третий период (с 1891 г. по настоящее время). Начало третьему периоду в истории развития электрических машин было положено применением в 1891 г. первых трехфазных асинхронных двигателей. В течение этого периода происходит постепенное вытеснение постоянного тока как в области генерирования, так и распределения электрической энергии для механических целей. В результате этого после 1900 г. трехфазный переменный ток начинает преобладать над постоянным током, и в настоящее время он занимает господствующее положение в современных электроэнергетических установках. Все современные центральные электрические станции вырабатывают электроэнергию переменного тока, которая через посредство трансформаторов и линий электропередач передается по проводам на большие расстояния к приемникам этой энергии.

В отношении состояния и развития электропромышленности в нашей стране следует отметить, что в конце прошлого и начале нынешнего столетия эта область в значительной степени зависела от иностранного капитала, хотя в некоторых городах России возникали небольшие заводы, на которых претворялись в жизнь конструкторские идеи русских инженеров.

После Великой Октябрьской социалистической революции отечественная электропромышленность встала на самостоятельный путь широкого развития под влиянием необходимости решения больших хозяйственных задач, стоявших тогда перед молодой Советской республикой. Огромным стимулом для широкого развития электротехнической промышленности нашей страны в то время явился известный всем план электрификации страны.

За короткий срок в нашей стране были созданы новые отрасли электромашиностроения, которые отсутствовали до революции 1917 г. К ним относятся, например, турбо- и гидрогенераторостроение, массовое производство нормальных машин постоянного и переменного тока, выпуск различных машин специального назначения, а также производство всевозможных малых электрических машин.

Следует подчеркнуть, что современное электромашиностроение в своем развитии характеризуется двумя тенденциями: первой и основной из них является производство все более крупных электрических машин, которые устанавливаются на тепловых и гидравлических электростанциях для выработки электроэнергии, другой — производство и массовый выпуск всевозможных малых электрических машин постоянного и переменного тока в диапазоне мощностей от нескольких сотен и

до малых долей ватта. В настоящее время производство малых электрических машин представляет собой специальную отрасль электромашиностроения с серийным и массовым выпусками этих машин.

Огромная потребность в различных малых электрических машинах указанного диапазона мощностей вызвана широким развитием автоматизации производственных процессов в промышленности и различных механизмов управления в специальной технике, на самолетах, в ракетах и других движущихся объектах, а также массовым применением этих машин для других целей как в промышленности и специальной технике, так и в домашнем быту.

Изучение принципа действия и устройства, а также рабочих свойств малых электрических машин и трансформаторов и возможностей их применения для перечисленных областей техники и является основной задачей настоящего курса электрических машин.

РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ

МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

ГЛАВА 1

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И УСТРОЙСТВО МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 1.1. Принцип действия машин постоянного тока

Как указывалось во введении, электрическая машина служит для преобразования подводимой к ней механической энергии в электрическую, или, обратно, электрической энергии в механическую, или же для преобразования электрической энергии одного вида в электрическую энергию другого вида. В соответствии с этим электрическая машина работает: в первом случае — генератором, во втором — электродвигателем и в третьем — преобразователем.

Принцип действия этой машины базируется на двух основных законах электричества и магнетизма, действующих в ней одновременно: законе электромагнитной индукции и законе электромагнитного взаимодействия тока и магнитного поля. Закон электромагнитной индукции определяет величину и направление электродвижущей силы в контуре из проводников, движущихся в магнитном поле. Закон электромагнитного взаимодействия тока в проводнике и магнитного поля является основным для объяснения двигательного действия электрической машины.

Обычно в электрической машине проводники движутся перпендикулярно по отношению к магнитным линиям поля.

Для определения направления индуцируемой в проводнике электродвижущей силы (э. д. с.) и механического действия тока в нем служат мнемонические правила: правило правой руки — для определения направления э. д. с. при неподвижном в пространстве магнитном поле и движущемся проводнике и правило левой руки — для определения направления механического действия тока при том же условии.

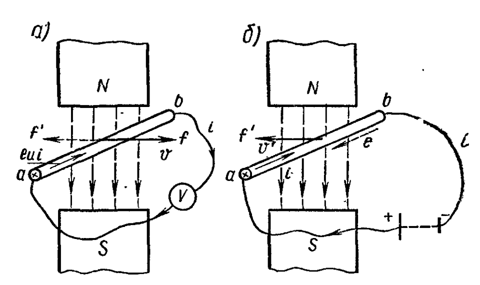


Рис. 1.1. К принципу действия и обратимости электрической машины

Принцип действия электрической машины, служа-

щей преобразователем одного вида энергии в другой, поясняет рис. 1.1, на котором представлены два полюса магнита (северный — N и южный — S) с распределением силовых линий магнитного поля между ними и проводник ab, расположенный перпендикулярно плоскости рисунка и имеющий возможность двигаться вправо или влево.

При таком представлении проводник расположен перпендикулярно силовым линиям магнитного поля и при движении вправо или влево пересекает их. В этом случае в нем по закону электромагнитной индукции индуцируется э. д. с. соответствующего направления. Если, например, на рис. 1.1, *а* к проводнику ab приложить внешнюю механическую силу f и перемещать его вправо со скоростью v, то при пересечении им силовых линий магнитного поля полюсов в проводнике индуцируется э. д. с., направление которой можно определить по правилу правой руки. Для этого нужно ладонь правой руки поместить перпендикулярно силовым линиям поля и обратить к северному полюсу N, а большой палец руки направить по движению проводника, тогда остальные пальцы руки покажут направление э. д. с. в проводнике. В данном случае она направлена в нем от конца a к b. По закону электромагнитной индукции величина этой э. д. с. (В)

$$e = Blv,$$

где B — индукция в воздушном пространстве между полюсами, Т; l — длина проводника, м; v — скорость движения проводника, м/с.

Если теперь к концам проводника ab подключить с помощью соединительных проводников измерительный прибор — вольтметр V, то в образовавшейся замкнутой цепи из проводников и вольтметра под влиянием э. д. с. возникнет и потечет электрический ток i, совпадающий по направлению с э. д. с. (см. рис 1.1, *а*). В результате этого в замкнутой цепи образуется электрическая энергия, равная произведению ei и полученная из подведенной к проводнику ab механической энергии поступательного движения при приложении к нему внешней механической силы f. На рис. 1.1,*а* представлена в принципе элементарная электрическая машина, которая в данном случае работает в генераторном режиме, преобразуя подводимую к ней механическую энергию в электрическую. При протекании в проводнике ab тока i последний взаимодействует с магнитным полем полюсов по закону электромагнитного взаимодействия тока и поля и создает электромеханическую силу f', направленную в обратную действию внешней силы f сторону. Направление действия силы f' определяется правилом левой руки. Для этого ладонь левой руки нужно поместить перпендикулярно силовым линиям поля и обратить к северному полюсу N, а пальцы разместить в направлении протекания тока i в проводнике ab, тогда отогнутый большой палец руки покажет направление действия электромеханической силы f'. Эта сила является тормозящей, она обеспечивает необходимое равновесие между подводимой к проводнику внешней механической энергией и получаемой от него электрической энергией.

Если теперь пропустить ток i через проводник ab в том же направлении, как и на рис. 1.1,*а*, от постороннего источника, например от аккумуляторной батареи (рис. 1.1,*б*), то взаимодействие этого тока i с

магнитным полем полюсов вызовет электромеханическую силу f' того же направления, что и в генераторном режиме (см. рис. 1.1, *а*). Под влиянием этой силы f' проводник *ab* перемещается влево со скоростью v' и пересекает силовые линии поля. По закону электромагнитной индукции в нем индуцируется соответствующая э. д. с. *е*, направленная против внешнего тока батареи *i*. Направление этой э. д. с. определяется правилом правой руки. В этом случае подводимая к проводнику *ab* электрическая энергия от аккумуляторной батареи превращается в механическую энергию движения под влиянием электромеханической силы f'. Следовательно, рассматриваемая элементарная электрическая машина при этом условии работает в двигательном режиме, преобразуя подводимую к ней электрическую энергию в механическую.

Таким образом, преобразование в электрической машине подводимой к ней механической энергии в электрическую или обратно происходит на основе двух основных законов природы, действующих в ней одновременно: законе электромагнитной индукции и законе электромагнитного взаимодействия тока и магнитного поля.

Из упомянутого закона электромагнитной индукции следует, что для возникновения в замкнутом контуре, состоящем из проводников, э. д. с. и тока необходимо, чтобы проводники при движении пересекали магнитные силовые линии. Обычно в электрических машинах для перемещения проводников в магнитном поле используют не поступательное движение, как представлено на рис. 1.1, а круговое, или вращательное. Поэтому для осуществления возможности преобразования в электрической машине подводимой к ней механической энергии в электрическую или обратно машина должна иметь конструктивно две основные части: часть, которая создавала бы магнитное поле, и часть, которая несла бы на себе контуры из проводников. При этом одна из основных частей машины должна перемещаться или, точнее, вращаться относительно другой.

Та часть электрической машины, которая создает магнитное поле, носит название *полюсов*. Полюсы вместе со станиной образуют магнитную систему машины. Она обычно выполняется неподвижной. Та же часть машины, на которой расположена обмотка, носит название *якоря*. Вал якоря вращается в двух подшипниках в щитах, прикрепленных к неподвижной станине. Между неподвижной и вращающейся частями машины конструктивно предусматривается воздушный зазор.

По способу получения постоянного напряжения на зажимах машины существует два принципиально различных типа машин постоянного тока: униполярная и коллекторная (многополярная).

Униполярная машина постоянного тока. По способу получения постоянного напряжения униполярная машина является по существу машиной постоянного тока, так как индуцируемая в ней э. д. с. при неизменной скорости вращения имеет постоянную величину и направление. На рис. 1.2 показан принцип устройства униполярной машины с вращающимся металлическим диском *1*. Этот диск с радиусом $ab = l$ расположен своей плоскостью между полюсами магнита перпендикулярно силовым линиям его поля. На вал и обод диска наложены щетки

M_1 и M_2 для снятия индуцированной в радиальных волокнах диска э. д. с. e постоянного направления (рис. 1.2). При вращении, например, диска с помощью рукоятки по часовой стрелке радиальные волокна его непрерывно подходят к щетке M_2, пересекая магнитные силовые линии поля. В них по закону электромагнитной индукции индуцируется э. д. с. e постоянной величины и направления, определяемого правилом правой руки. При указанных на рис. 1.2 полярности полюсов и направлении вращения диска эта э. д. с. направлена по радиусу его от периферии b к центру a. Такой процесс индуцирования э. д. с. в радиальных волокнах диска, при котором они пересекают постоянное поле между полюсами одного направления, получил название *униполярной* (однополярной) *индукции*. Электрическая же машина, работающая на этом принципе, получила название *униполярной машины*.

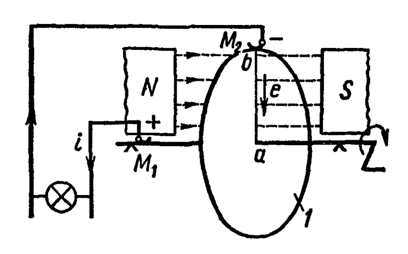


Рис. 1.2. Принцип устройства дисковой униполярной машины

Если теперь подключить к щеткам M_1 и M_2 машины с помощью соединительных проводников электрическую лампу соответствующего напряжения, то в образовавшейся замкнутой цепи потечет постоянный ток i в направлении от щетки M_1 через лампу к щетке M_2.

Наряду с униполярными машинами с вращающимся диском и радиальным расположением щеток M_1 и M_2 разрабатывались также конструкции униполярных машин с вращающимся металлическим цилиндром, в которых щетки устанавливались на образующей по краям цилиндра. Имелись также и более сложные конструкции этих машин, но они экономически не оправдались. Однако и униполярные машины с вращающимся диском или цилиндром не получили широкого применения в промышленности вследствие существенных недостатков. К ним относятся: низкое выходное напряжение машины, не превышающее порядка 10 ÷ 12 В; недостаточный коэффициент полезного действия ее из-за значительных механических потерь на трение щеток о вращающиеся части машины и быстрый износ щеток при больших окружных скоростях вращения. В настоящее время эти машины имеют только специальное применение и используются лишь в некоторых ограниченных случаях, например для питания цепей накала электронных ламп в радиоэлектронных установках или же некоторых потребителей электрохимического производства. Поэтому в дальнейшем, за недостатком времени, не представляется возможным заниматься изучением конструктивных исполнений и рабочих свойств униполярных машин. Основным предметом данного раздела курса является подробное изучение коллекторной машины постоянного тока.

Коллекторная машина постоянного тока. В коллекторной машине постоянного тока индуцирование э. д. с. в проводниках основано на использовании так называемой многополярной электромагнитной индукции, которая имеет место, когда проводник при своем вращении

за один оборот несколько раз пересекает попеременно магнитные линии противоположного направления. Если, например, вращать виток *abcd* вокруг оси якоря (рис. 1.3,*а*), то проводник *ab* (или *cd*) за один оборот пересечет магнитное поле полюсов два раза — под северным полюсом и южным, где направления магнитных линий относительно проводника будут различными. В результате такого вращения витка с двумя активными проводниками *ab* и *cd* в нем индуцируется э. д. с. переменного

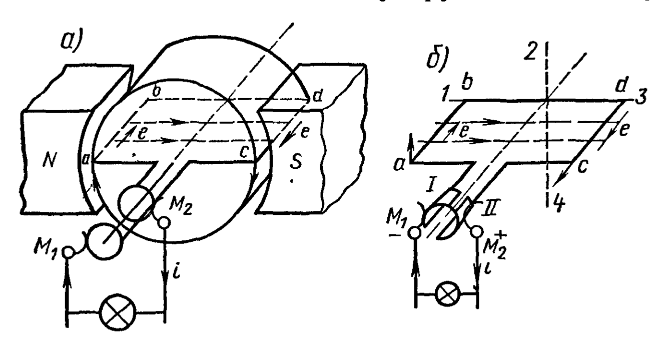


Рис. 1.3. Принцип устройства машин переменного тока и коллекторной

направления, равная удвоенной величине э. д. с. одного проводника. Как показано далее, для получения постоянного напряжения на щетках машины эта переменная э.д.с. «выпрямляется» с помощью механического устройства, называемого *коллектором* (рис. 1.3,*б* и 1.5).

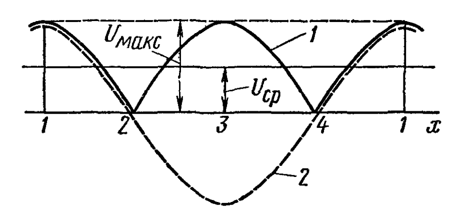


Рис. 1.4 Кривые индуцированной э.д.с в витке и напряжения на щетках коллекторной машины

Для иллюстрации получения в электрической машине переменной э. д. с. на основе многополярной электромагнитной индукции на рис. 1.3, *а* схематически представлена машина переменного тока. Здесь на поверхность цилиндра из магнитного материала, помещенного между полюсами магнита, наложен виток *abcd*. Концы его присоединены к двум металлическим контактным кольцам, изолированным друг от друга и вала. При вращении в магнитном поле полюсов в этом витке индуцируется переменная э. д. с., изменение которой за один оборот якоря представлено штриховой синусоидальной кривой *2* (рис. 1.4). Наибольшее значение этой э. д. с. получается при горизонтальном положении *1—3* витка и равное нулю — в вертикальном положении *2—4* его. Цифры *1*, *2*, *3* и т. д. на рис. 1.4 соответствуют положениям *1*, *2*, *3*, и т. д. проводника *ab* по окружности на рис. 1.3, *б* при его вращении. С помощью двух наложенных на контактные кольца щеток M_1 и M_2 можно получить от этой машины переменный ток для питания, например, лампы накаливания.

При получении постоянного по направлению напряжения на щетках M_1 и M_2 нужно два кольца заменить двумя изолированными друг от друга и вала металлическими полукольцами *I* и *II* и к ним присоединить концы витка *abcd* (см. рис. 1.3,*б*). Середины этих полуколец должны совпадать с плоскостью витка, с тем чтобы при вращении его щетки M_1 и M_2, стоящие по горизонтали, касались одновременно двух полуколец при вертикальном положении, когда э. д. с. в витке равна нулю. Такое переустройство позволяет выпрямить переменную э. д. с., которая на щетках M_1 и M_2 действует во внешней цепи как напряжение постоянного направления. В самом деле, в положении *1—3* плоскости витка *abcd* (см. рис. 1.3,*б*) щетка M_2 — положительная, а щетка M_1 — отрицательная. Через полуоборот витка стороны его *ab* и *cd* поменяются местами и э. д. с. в каждой из них изменит свое направление на противоположное. Следовательно, щетка M_2 по-прежнему будет положительной, а щетка M_1 — отрицательной. Изменение направления э. д. с. в сторонах *ab* и *cd* витка происходит в момент прохождения его плоскости через вертикальное положение *2—4*, когда щетки взаимно обменяются полукольцами. Вследствие этого каждая из них сохраняет свою прежнюю полярность и напряжение между ними за один оборот графически представится сплошной кривой *1* (см. рис. 1.4). Эта кривая напряжения на щетках уже не имеет отрицательных ординат. Напряжение останется постоянным по направлению, хотя и переменным по величине. Изображенные на рис. 1.3,*б* полукольца, соединенные с концами витка, образуют так называемый *коллектор* электрической машины постоянного тока.

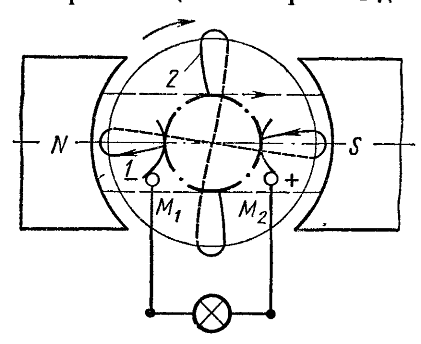


Рис. 1.5. Барабанный якорь с двумя секциями

Как показывает кривая *1*, изображенная на рис. 1.4, при двух полукольцах коллектора напряжение на щетках изменяется от $U = 0$ до $U = U_{макс}$, т. е. носит пульсирующий характер.

В целях уменьшения пульсации напряжения на щетках коллектора машины и повышения его величины на барабан якоря накладывается равномерно по окружности несколько витков или секций (катушек) обмотки, соединяемых последовательно, и соответственно берется необходимое число коллекторных пластин.

Рис. 1.6. Кривая напряжения на щетках при увеличенном числе секций

Для иллюстрации влияния числа коллекторных пластин на уменьшение пульсаций выходного напряжения на щетках M_1 и M_2 на рис. 1.5 представлен барабанный якорь с двумя

секциями *1* и *2* обмотки, взаимно смещенными на 90°, а на рис. 1.6 — кривые напряжения *1* и *2* отдельных секций и кривая напряжения *3* на щетках M_1 и M_2. Концы секций на рис. 1.5 соединены с четырьмя коллекторными пластинами, изолированными друг от друга и вала. Пластины вместе образуют гладкий цилиндр, по которому скользят щетки M_1 и M_2. Так как секции *1* и *2* смещены по окружности якоря на 90°, то выпрямляемые коллектором индуцированные в них переменные э. д. с. представлены на рис. 1.6 кривыми *1* и *2*, сдвинутыми друг от друга на 90°. При вращении якоря щетки M_1 и M_2 получают попеременно напряжение от секций за то время, когда они соприкасаются с соответствующими коллекторными пластинами, т. е. в течение четверти оборота. Вследствие этого напряжение на щетках изменяется по кривой *3* (см. рис. 1.6). Как показывает данный рисунок, это напряжение уже не снижается до нуля и пульсации его стали значительно меньше, чем при одном витке (см. рис. 1.4).

Очевидно, при большем числе витков (секций) обмотки на якоре и соответствующем количестве коллекторных пластин можно получить на щетках практически постоянное напряжение без пульсаций. В связи с этим современные коллекторные машины постоянного тока обычно имеют большое число коллекторных пластин и секций обмотки на якоре.

§ 1.2. Устройство машин постоянного тока

Как уже указывалось, электрическая машина постоянного тока конструктивно состоит из магнитной системы, создающей магнитное поле, и вращающегося в подшипниках якоря с обмоткой и коллектором. Обе эти части разделены воздушным зазором.

В процессе развития машин постоянного тока было предложено много разнообразных форм конструктивного их исполнения, однако к настоящему времени сохранились лишь некоторые из них. Так как основной задачей настоящего курса является изучение устройства и свойств главным образом малых электрических машин в диапазоне мощностей до нескольких сотен ватт, а также близких к ним по мощности нормальных машин (до нескольких киловатт), то далее кратко рассматривается конструктивное устройство именно этих машин.

Магнитное поле в современных малых электрических машинах постоянного тока создается с помощью обмоток возбуждения на полюсах, питаемых электрическим током (машины с электромагнитным возбуждением), и постоянных магнитов (магнитоэлектрические машины).

Число полюсов магнитной системы малых машин постоянного тока и близких к ним по мощности нормальных машин обычно принимают равным двум или четырем. Все современные коллекторные машины постоянного тока рассматриваемого здесь диапазона мощностей до нескольких киловатт в конструктивном отношении обычно выполняют закрытого или же защищенного типа. Целью такого исполнения машин является подавление радиопомех, создаваемых ими при работе, путем экранирования закрытой конструкцией электрических частей их.

В настоящее время в малых машинах постоянного тока с электромагнитным возбуждением магнитную систему обычно выполняют или в виде сплошной стальной станины с отъемными цельными или шихтованными полюсами (рис. 1.7) или же в виде шихтованной станины вместе с полюсами (рис. 1.8).

Шихтованную станину и полюсы штампуют из листовой электротехнической стали толщиной 0,5 мм. Катушки обмотки возбуждения заготовляют предварительно на шаблоне, а затем укладывают на полюсы при сборке машины.

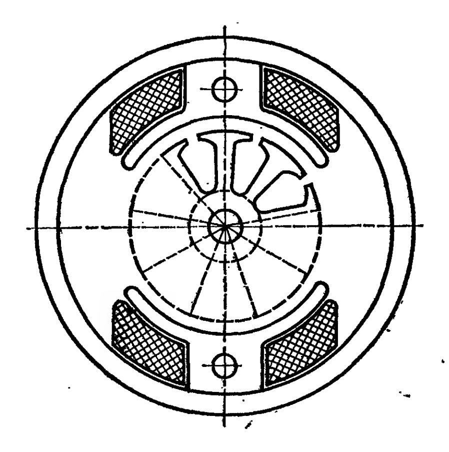


Рис. 1.7. Магнитная система машины с отъемными полюсами

Рис. 1.8. Шихтованная магнитная система машины

Между полюсными наконечниками находится якорь с пазами и уложенной в них обмоткой. Якорь насажен на вал и отделен от наконечников небольшим воздушным зазором 0,1—0,5 мм (см. рис. 1.7). Вал с якорем вращается в двух подшипниках, расположенных в подшипниковых щитах. Щиты с помощью винтов скреплены с торцами станины с обеих сторон (см. рис. 1.11).

Якорь машины малой мощности представляет собой пакет, собранный из дисков с пазами, выштампованных из листовой электротехни-

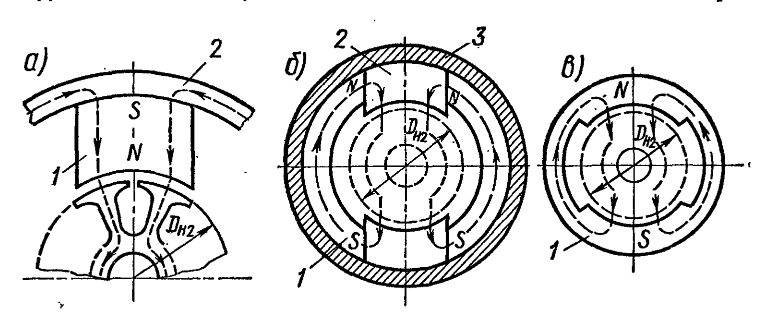


Рис. 1.9. Магнитные системы машин с постоянными магнитами

ческой стали толщиной 0,35 и 0,5 мм. Отдельные диски перед сборкой пакета якоря покрывают специальным изолирующим лаком для уменьшения потерь на вихревые токи в стали якоря.

На рис. 1.9,*а* представлена конструкция машины малой мощности с возбуждением постоянными магнитами *1* в форме параллелепипедов, прикрепляемых к стальной станине *2*, а на рис. 1.9, *б* — с магнитами *1* в форме скоб, скрепляющих два полюса *2* из мягкой стали в алюминиевом корпусе *3*.

При очень малых мощностях электродвигателей постоянного тока, измеряемых единицами ватт и значительно ниже, магнитную систему их часто выполняют в виде кольцевого магнита *1* (рис. 1.9, *в*), намагничиваемого по диаметру. В таком двухполюсном магните якорь помещается внутри кольца, наружная часть которого обычно служит корпусом машины.

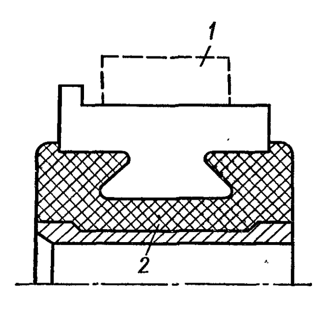


Рис. 1.10. Коллектор с втулкой из пластмассы

Весьма ответственной частью коллекторной машины постоянного тока является ее коллектор. В малых машинах коллекторные пластины изготовляют из красной меди и изолируют друг от друга и вала машины миканитом или пластмассой. Коллектор имеет строго цилиндрическую и гладкую поверхность, по которой скользят щетки.

В качестве материала для изготовления этих щеток обычно служит графит разной твердости. В коллекторных машинах постоянного тока применяют разные сорта графитных щеток, различающиеся по степени твердости материала и величине падения напряжения под щетками, а именно: графитные марки Г (твердые), электрографитированные марки ЭГ (средней твердости), медно-графитные марок М и МГ (мягкие), бронзо-графитные марки БГ (очень мягкие) и др. Щеткодержатели должны обеспечивать правильное положение и работу щеток *1* на коллек-

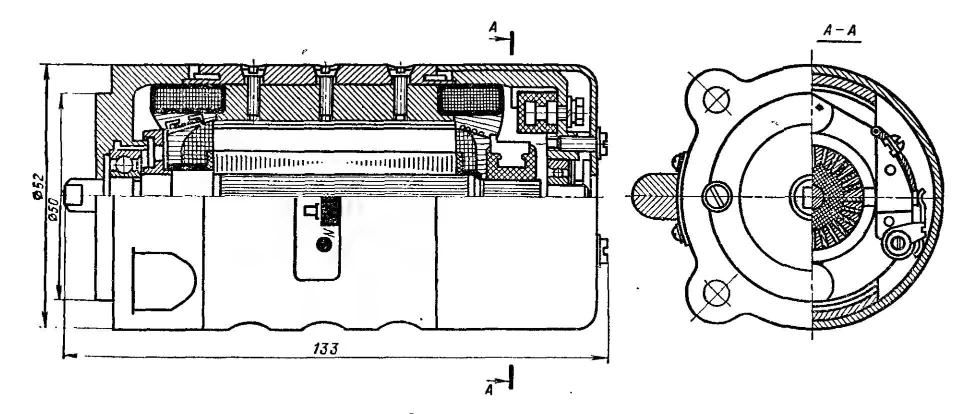


Рис. 1.11. Двигатель постоянного тока 60 Вт, 27 В, 6000 об/мин

торе. На рис. 1.10 представлен продольный разрез по оси вала одного из исполнений коллектора малой машины с втулкой *2* из пластмассы.

В заключение для иллюстрации общего вида малых машин постоянного тока с соответствующими им деталями на рис. 1.11 представлены продольный и поперечный разрезы двигателя постоянного тока.

ГЛАВА II

МАГНИТНАЯ СИСТЕМА МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 2.1. Конструкция и порядок расчета магнитной системы

В гл. I было рассмотрено общее устройство коллекторной машины постоянного тока (см. рис. 1.7 и 1.8). На рис. 2.1 представлена часть конструкции магнитной системы четырехполюсной нормальной машины, соответствующая одной паре полюсов. Магнитная система машины постоянного тока состоит из станины *1*, сердечников *2* полюсов, воздушного зазора *3*δ между якорем и полюсами, зубцов *4* якоря, сердечника *5* якоря (рис. 2.1).

Для изготовления отдельных звеньев магнитной системы машины малой мощности обычно используют следующие магнитные материалы: для станины — корпусную сталь (см. рис. 1.7 и 2.1) или листовую электротехническую сталь разных марок толщиной листа 0,35 и 0,5 мм (см. рис. 1.8), для сердечников полюсов — или прокатную профильную сталь, или листовую электротехническую сталь толщиной 0,5 мм, наконец, для якоря — только листовую электротехническую сталь толщиной листа 0,2; 0,35 и 0,5 мм.

Каждое из звеньев магнитной системы машины обладает определенным магнитным сопротивлением потоку, замыкающемуся в этой сис-

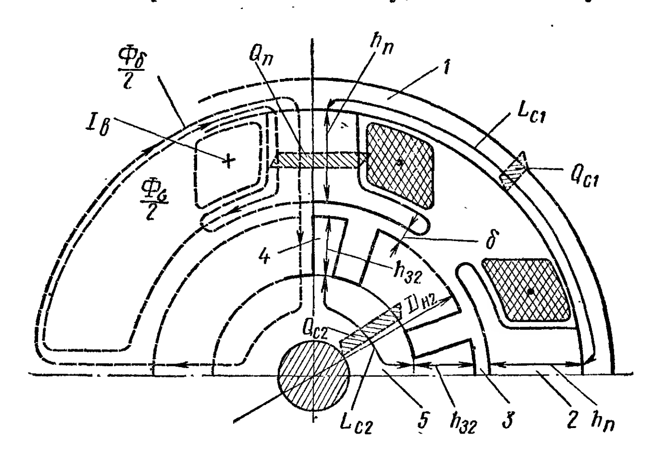


Рис. 2.1. Часть магнитной системы машины

теме. Магнитное сопротивление соответствующего звена или участка магнитной системы пропорционально его длине L и обратно пропорционально площади поперечного сечения Q и магнитной проницаемости материала μ.

Магнитный поток (Вб) одной пары полюсов

$$\Phi = F_{п} / \sum [L/(\mu_0 \mu Q)], \qquad (2.1)$$

где $F_{п} = 2w_{п} I_{в}$ — магнитодвижущая сила (м. д. с.) обмотки возбуждения на пару полюсов, А; $\Sigma [L/(\mu_0 \mu Q)]$ — сумма магнитных сопротивлений всех звеньев магнитной цепи на пару полюсов, в которой замыкается магнитный поток, А/Вб; $w_{п}$ — число витков обмотки возбуждения на один полюс; $I_{в}$ — ток возбуждения, А; L — средняя длина пути магнитного потока на соответствующем участке магнитной системы, см; Q — площадь поперечного сечения соответствующего участка, перпендикулярная пути потока, см^2; μ — относительная магнитная проницаемость материала соответствующего участка; $\mu_0 = 0{,}4\pi \cdot 10^{-8}$ — магнитная проницаемость вакуума, Г/см.

Формула магнитной цепи (2.1) получена из закона полного тока $F = \oint H dl$ путем приближенной замены интеграла по замкнутому контуру суммой произведений вида $H_i L_i$ в соответствии с принятым числом основных звеньев магнитной цепи машины (см. рис. 2.1), т. е. принимают $F = \Sigma H_i L_i$. Так как напряженность магнитного поля $H_i = B_i/(\mu_0 \mu_i) = \Phi/(\mu_0 \mu_i Q_i)$, то с учетом этого и получается формула магнитной цепи (2.1).

Следует отметить, что не весь магнитный поток $\Phi_{п}$ двух полюсов попадает в якорь машины, чтобы создавать в проводниках его обмотки соответствующую э. д. с. Часть его Φ_σ замыкается между полюсами через воздух помимо якоря и называется *магнитным полем рассеяния машины*. Та же часть потока Φ_δ двух полюсов, которая попадает в якорь и индуцирует э. д. с. в его проводниках при вращении якоря, называется *полезным*, или *рабочим*, *потоком машины*.

Отношение полного магнитного потока $\Phi_{п}$ одной пары полюсов к их полезному потоку Φ_δ называется *коэффициентом магнитного рассеяния машины*:

$$\sigma = \Phi_{п} / \Phi_\delta = (\Phi_\delta + \Phi_\sigma) / \Phi_\delta = 1 + \Phi_\sigma / \Phi_\delta > 1. \qquad (2.2)$$

У современных хорошо спроектированных машин постоянного тока коэффициент магнитного рассеяния $\sigma = 1{,}1 \div 1{,}2$.

Возбуждение магнитного поля в современных машинах постоянного тока обычно производится с помощью электромагнитов, т. е. катушками с протекающим по ним током, насаженными на сердечники полюсов. Ток для возбуждения машины берется или от постороннего источника, или же от самой машины.

При проектировании новой или поверочном расчете готовой машины производится расчет магнитной системы ее.

Целью расчета магнитной системы машины постоянного тока является определение размеров ее, м. д. с. катушек полюсов и построение кривой намагничивания машины. При поверочном расчете готовой машины размеры магнитной системы ее обычно известны.

Расчет магнитной системы машины базируется на использовании формулы (2.1) магнитной цепи. При применении этой формулы к расчету цепи:

1) принимают длину силовой линии потока на каждом участке магнитной системы машины равной средней длине ее (см. рис. 2.1);

2) предполагают распределение индукции по площади поперечного сечения участка системы равномерным;

3) считают величину магнитного потока на отдельном участке системы неизменной.

Обозначим (см. рис. 2.1): Q_{c1} и L_{c1} — площадь поперечного сечения станины и средняя длина пути потока в ней, см^2 и см; $Q_п$ и $h_п$ — площадь поперечного сечения и высота сердечника полюса, см^2 и см; Q_δ и δ' — площадь и расчетная длина воздушного зазора под полюсом, см^2 и см; $\delta' = k_\delta \delta$; $Q_{з2}$ и $h_{з2}$ — площадь поперечного сечения зубцов под полюсом и высота зубца, см^2 и см; Q_{c2} и L_{c2} — площадь поперечного сечения сердечника якоря и средняя длина пути потока в нем, см^2 и см; μ_{c1}, $\mu_п$, $\mu_{з2}$, μ_{c2} — относительные магнитные проницаемости материалов станины, полюсов, зубцов и сердечника якоря соответственно; $\mu_0 = 0{,}4\pi \cdot 10^{-8}$ — магнитная проницаемость вакуума, Г/см; σ — коэффициент магнитного рассеяния; $F_п = 2w_п I_в$ — м. д. с. возбуждения на пару полюсов, А; Φ_δ — полезный магнитный поток полюса в воздушном зазоре машины, Вб.

При поверочном расчете магнитной системы машины постоянного тока задаются величиной полезного магнитного потока полюса Φ_δ в воздушном зазоре и полагают известными геометрические размеры магнитной системы. В случае расчета новой машины размеры ее магнитной системы определяют по заданному полезному потоку Φ_δ путем предварительного выбора индукций в отдельных ее участках, исходя из опытных данных построенных машин.

Так как магнитная система машины постоянного тока является симметричной, то и магнитный поток каждого полюса разветвляется симметрично на две равные части относительно его оси в станину и другие участки цепи. Поэтому на изображенной на рис. 2.1 части магнитной системы, соответствующей паре полюсов, замыкается только половина магнитного потока. При этом в сердечниках полюсов и станине проходит половина полного потока, а в воздушном зазоре, зубцах и сердечнике якоря — половина полезного потока Φ_δ. В связи с этим напишем формулу (2.1) для половины полезного магнитного потока ($0{,}5\,\Phi_\delta$) полюса в предположении, что размеры магнитной системы известны:

$$\frac{\Phi_\delta}{2} = F_п \Big/ \left[\frac{L_{c1}}{\mu_0 \mu_{c1} (Q_{c1}/\sigma)} + \frac{L_п}{\mu_0 \mu_п (Q_п/2\sigma)} + \frac{2\delta'}{\mu_0 (Q_\delta/2)} + \frac{L_{з2}}{\mu_0 \mu_{з2} (Q_{з2}/2)} + \frac{L_{c2}}{\mu_0 \mu_{c2} Q_{c2}}\right].$$

Как показывают первые два члена знаменателя написанной формулы, площади Q_{c1} и $Q_п$ делятся на коэффициент магнитного рассеяния

σ. Это означает, что из указанных площадей выделяются площади, занимаемые полезным потоком.

Если разрешить эту формулу относительно искомой величины $F_п$ магнитодвижущей силы возбуждения на пару полюсов, то после соответствующих преобразований получается

$$F_п = H_{c1}L_{c1} + H_пL_п + 1{,}6B_\delta\delta' \cdot 10^4 + H_{з2}L_{з2} + H_{c2}L_{c2}. \qquad (2.3)$$

В выражении для удельной м. д. с. $H = B \cdot 10^4/(0{,}4\pi\mu)$ (А/см), между индукцией B в материале и магнитной проницаемостью его μ

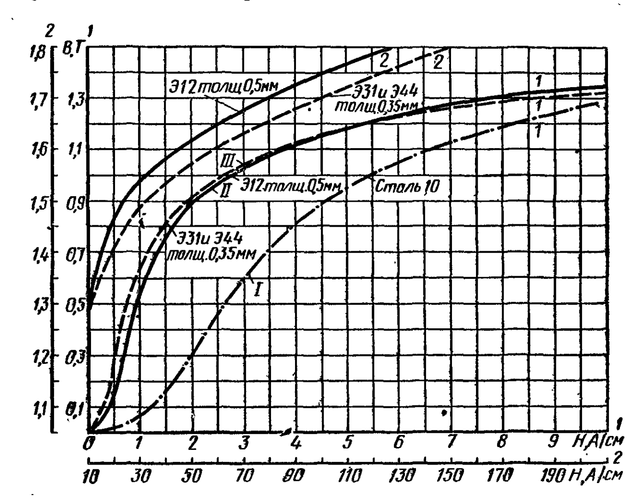


Рис. 2.2. Кривые намагничивания некоторых материалов

нет математически выраженной зависимости. Поэтому при определении удельной м. д. с. H для каждого участка обычно пользуются опытными кривыми намагничивания применяемых в машинах магнитных материалов. Эти кривые графически выражают связь между индукцией и удельной м. д. с. $B = f(H)$ и получаются опытным путем. На рис. 2.2 представлены кривые намагничивания для некоторых магнитных материалов, применяемых, например, при изготовлении малых электрических машин. На этом рисунке кривая *I* — для корпусной стали, применяемой для изготовления станин с отъемными полюсами; кривая *II* — для листовой электротехнической стали толщиной 0,5 мм, используемой для шихтованных станин, полюсов и якорей; кривая *III*— для листовой электротехнической стали толщиной 0,35 мм, применяемой для якорей.

В соответствии с уравнением (2.3) получается следующий порядок расчета м. д. с. возбуждения на пару полюсов:

1) определение индукций в разных частях магнитной системы машины (или выбор их по опытным данным в случае отсутствия размеров магнитной системы);

2) нахождение по опытным кривым намагничивания материала

(см. рис. 2.2) и полученным (или выбранным) индукциям удельных м. д. с. (А/см) для каждого участка магнитной системы;

3) определение м. д. с. для каждого участка системы в соответствии с уравнением (2.3);

4) сложение м. д. с. для всей системы по уравнению (2.3).

Как уже говорилось, целью расчета магнитной системы машины постоянного тока является построение кривой намагничивания ее. Эта кривая представляет собой графически изображенную зависимость магнитного поля в воздушном зазоре машины Φ_δ от м. д. с. возбуждения $F_п$ на пару полюсов, т. е. кривую $\Phi_\delta = f(F_п)$. На рис. 2.3 представлена эта кривая. Она является основной характеристикой электрической машины, с помощью которой в дальнейшем будут изучаться рабочие свойства генераторов и двигателей.

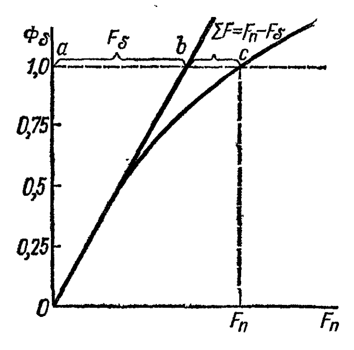


Рис. 2.3. Кривая намагничивания машины

Если провести к этой кривой в начале координат касательную (см. рис. 2.3), то последняя отсечет на горизонтальной прямой *ac* при номинальном поле отрезок *ab*, равный м. д. с. для воздушного зазора: $ab = F_\delta = 1{,}6B_\delta \delta' \cdot 10^4$.

В современных машинах постоянного тока из пяти слагаемых м. д. с. отдельных участков в уравнении (2.3) м. д. с. F_δ для воздушного зазора является основной и составляет обычно величину $F_\delta = (0{,}70 \div 0{,}85)F_п$. Из остальных четырех слагаемых в уравнении (2.3), представляемых на рис. 2.3 отрезком *bc*, наибольшую долю составляет м. д. с. для зубцов якоря. Это обстоятельство вызывает необходимость более тщательно определять м. д. с. для воздушного зазора и зубцов якоря.

§ 2.2. Расчет магнитодвижущих сил для воздушного зазора и зубцов якоря

Расчет м. д. с. для воздушного зазора. Из уравнения (2.3) м. д. с. для двух воздушных зазоров машины $F_\delta = 1{,}6B_\delta\delta' \cdot 10^4$ или на один воздушный зазор $0{,}5F_\delta = 0{,}8B_\delta\delta' \cdot 10^4 = \text{const}$.

На рис. 2.4,*а* представлена примерная картина распределения силовых линий магнитного поля между полюсным наконечником и поверхностью якоря на дуге, равной полюсному шагу $\tau_2 = \pi D_{н2}/(2p)$, где $D_{н2}$ — диаметр якоря, см; $2p$ — число полюсов машины. Так как длины силовых линий поля неодинаковы, то индукция на поверхности якоря по дуге распределяется неравномерно (рис. 2.4,*б*). Амплитуда этой кривой выражает индукцию (Т) в воздушном зазоре:

$$B_\delta = \Phi_\delta \cdot 10^4/(b_0 l_0), \qquad (2.4)$$

где Φ_δ — полезное магнитное поле полюса в воздушном зазоре, Вб; b_0 — расчетная полюсная дуга, см; l_0— расчетная длина якоря по оси вала, см.

Площадь кривой распределения индукции по окружности якоря на рис. 2.4,*б* физически выражает собой величину полезного поля полюса в зазоре, приходящегося на один сантиметр осевой длины якоря. Если заменить эту кривую прямоугольником с высотой B_δ и площадью, равной площади этой кривой, то основание (см) этого прямоугольника составит величину расчетной полюсной дуги (см. рис. 2.4,*б*):

$$b_0 = \alpha\,[\pi D_{\text{н}2}/(2p)], \qquad (2.5)$$

где $\alpha = b_0/\tau_2 = 0{,}64 \div 0{,}68$ — коэффициент полюсного перекрытия.

Расчетная осевая длина якоря l_0 в малых машинах постоянного тока обычно принимается равной длине пакета якоря l_2.

Таким образом, м. д. с. для воздушного зазора при зубчатом якоре

$$F_\delta = 1{,}6 B_\delta k_\delta \delta \cdot 10^4, \qquad (2.6)$$

где $k_\delta > 1$ — коэффициент воздушного зазора.

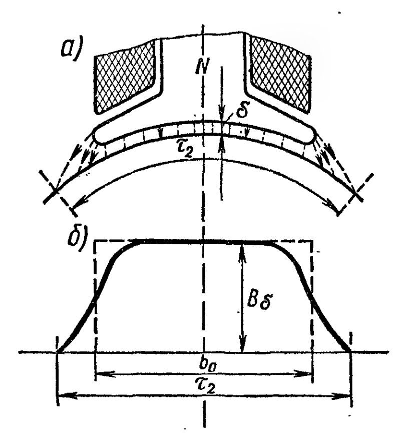


Рис. 2.4. Кривая распределения индукции в воздушном зазоре по окружности якоря

Расчет м. д. с. для зубцов якоря. М. д. с. для зубцов якоря из уравнения (2.3) имеет следующее значение: $F_{з2} = H_{з2}L_{з2}$, где $H_{з2}$ — средняя удельная м. д. с. зубцов якоря, которая определяется в зависимости от их формы. Форма зубцов якоря зависит от формы его пазов. В малых машинах постоянного тока форма пазов якоря может быть круглой, овальной, трапецеидальной и прямоугольной. В соответствии с этим и форма зубцов якоря будет разной. Большей частью в этих машинах пазы имеют овальную или трапецеидальную форму и, следовательно, зубцы по высоте имеют одинаковую толщину. В этом случае индукция (Т) в зубце

$$B_{з2} = B_\delta t_2/(0{,}9 b_{з2}), \qquad (2.7)$$

где B_δ — индукция в воздушном зазоре, Т; $t_2 = \pi D_{\text{н}2}/z_2$ — зубцовый шаг якоря, см; $b_{з2}$ — толщина зубца, см; $D_{\text{н}2}$ — диаметр якоря, см; z_2 — число пазов его.

По величине индукции $B_{з2}$ и кривой намагничивания (см. рис. 2.2) определяют удельную м. д. с. $H_{з2}$, тогда общая м. д. с. для зубцов якоря на пару полюсов

$$F_{з2} = H_{з2} \cdot 2h_{з2}. \qquad (2.8)$$

Определение м. д. с. для других участков магнитной системы машины: станины $F_{c1} = H_{c1}L_{c1}$, сердечников полюсов $F_п = H_пL_п$ и сердечника якоря $F_{c2} = H_{c2}L_{c2}$ — производится в соответствии с указанным ранее порядком расчета этой системы.

ГЛАВА III

ОБМОТКИ ЯКОРЯ

Якорь коллекторной машины постоянного тока является второй основной конструктивной частью машины. Он представляет собой сердечник с обмоткой, набираемый из штампованных дисков из листовой электротехнической стали, изолированных друг от друга тонким слоем лака. Важной частью якоря является коллектор, пластины которого соединяются с концами секций обмотки якоря. Якорь и коллектор насаживаются на общий вал, образуя одно целое.

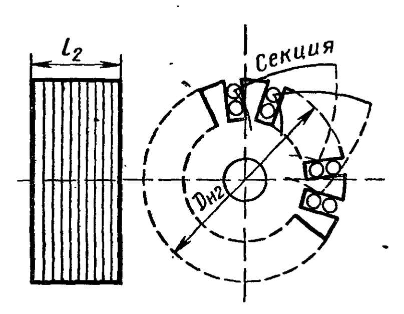


Рис. 3.1. Барабанный якорь с пазами

Коллекторная машина постоянного тока может иметь следующие конструкции якорей: кольцевой и барабанный с пазами.

Кольцевой якорь применялся лишь в ранних конструкциях машин постоянного тока, как впервые появившийся. В настоящее время он не имеет применения вследствие существенных недостатков технологического и экономического характера. В связи с этим кольцевой якорь здесь не рассматривается, как не представляющий более практического интереса.

В современных машинах постоянного тока применяется только якорь барабанного типа с пазами по наружной его поверхности, в которые укладывается соответствующая обмотка. На рис. 3.1 представлен якорь нормальной машины постоянного тока с прямоугольными открытыми пазами, в части которых для иллюстрации показаны секции обмотки якоря. Как видно из рис. 3.1, обмотка якоря выполняется двухслойной из одинаковых секций. Эти секции соединяются последовательно друг с другом, образуя замкнутую на себя обмотку.

Замкнутые обмотки якорей делятся на два класса: петлевые (или параллельные) и волновые (или последовательные). Как те, так и другие обмотки могут быть простыми и сложными.

Сложные обмотки в свою очередь делятся на одно- и многократно замкнутые.

В малых машинах постоянного тока в диапазоне мощностей до нескольких сотен ватт и в нормальных машинах мощностью до нескольких киловатт используют только простые петлевые и волновые обмотки якорей, которые только и рассматриваются.

Что касается сложных обмоток якорей, имеющих применение лишь в крупных машинах постоянного тока, то изучение их не входит в задачу данной книги.

§ 3.1. Простая петлевая обмотка барабанного якоря

Элементарной частью обмотки барабанного якоря с пазами является секция (рис. 3.2). Она имеет две активные стороны, лежащие в пазах и смещенные по окружности якоря примерно на величину полюсного шага τ_2, т. е. на расстояние между осями двух соседних полюсов. При этом одна сторона секции (паз *1*) находится в верхнем слое паза, а вторая сторона ее (паз *4*) — в нижнем слое его. Та часть секции, которая расположена за задним торцем якоря и соединяет две активные стороны ее, называется *лобовой*. Части же секции на переднем торце якоря у коллектора образуют начало и конец ее, которые присоединяются к соответствующим коллекторным пластинам. При вращении якоря в магнитном поле полюсов э. д. с. индуцируется только в активных сторонах секции, лежащих в пазах якоря. Путем последовательного соединения таких секций через коллекторные пластины образуется замкнутая на себя петлевая обмотка якоря. На рис. 3.2 представлены два полюса магнитной системы машины $2p = 2$, барабанный якорь с числом пазов $z_2 = 6$ и двумя проводниками в каждом пазу и коллектор с числом пластин $K = 6$. На рисунке показано образование секций обмотки, которые все имеют одинаковую форму. При этом начало и конец одной и той же секции присоединяются к соседним коллекторным пластинам. Крестом и точкой показаны направления индуцированных в проводниках э. д. с., определенные по правилу правой руки при вращении якоря по часовой стрелке.

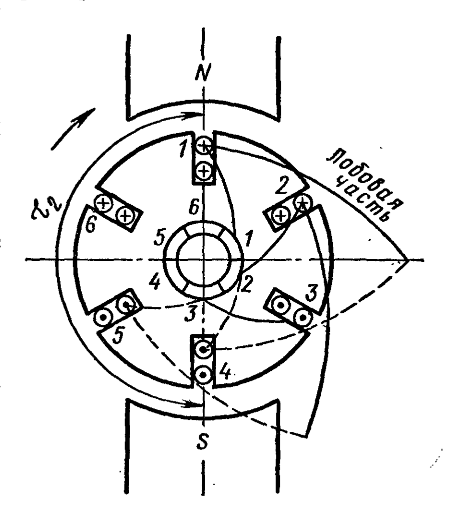


Рис. 3.2. Принцип образования простой петлевой обмотки якоря

Каждая обмотка якоря машины постоянного тока характеризуется следующими основными элементами:

1) числом полюсов магнитной системы машины $2p$;

2) числом проводников обмотки на якоре N_2 и числом витков в секции w_{c2};

3) числом параллельных ветвей обмотки $2a$;

4) числом секций обмотки S, равным числу коллекторных пластин K;

5) числом пазов якоря z_2;

6) шагами обмотки по секциям y, y_1 и y_2;
7) шагом обмотки по коллектору $y_к$.

Связь между величинами N_2, w_{c2}, z_2, K и S определяется следующими соотношениями:

число коллекторных пластин и число секций обмотки якоря

$$K = S = N_2/(2w_{c2}); \quad (3.1)$$

число секционных сторон в одном слое паза

$$u = K/z_2. \quad (3.2)$$

В малых машинах постоянного тока обычно $u = 1,2$ или 3 и секции выполняются всегда многовитковыми, т. е. $w_{c2} > 1$.

Для определения понятия шагов обмотки якоря по секциям y, y_1 и y_2 и шага по коллектору $y_к$ на рис. 3.3 представлена в развернутом виде (в плане) схема простой петлевой обмотки барабанного якоря, изображенного на рис. 3.2, с обозначением на схеме этих шагов. Секции обмотки на рис. 3.3 изображены для простоты одновитковыми, т. е. с $w_{c2} = 1$. Виток секции всегда состоит из двух активных проводников.

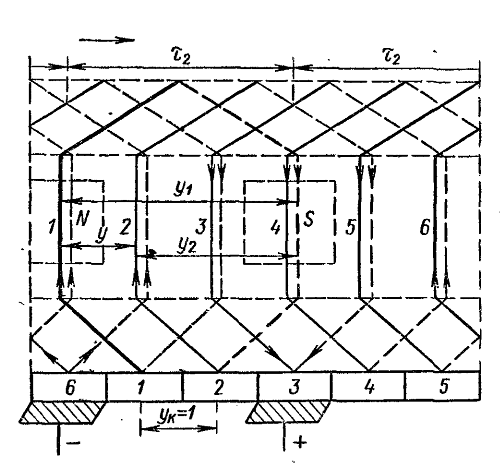


Рис. 3.3. Схема простой петлевой обмотки якоря

Различают три шага обмотки якоря по секциям: результирующий y, первый частичный y_1 и второй частичный y_2, а также шаг по коллектору $y_к$.

Результирующим шагом по секциям y называется расстояние между начальной стороной одной и начальной стороной следующей за ней секции (см. рис. 3.3).

Первым частичным шагом по секциям y_1 называется расстояние между начальной и конечной сторонами одной и той же секции, выраженное числом секций, лежащих между этими сторонами (см. рис. 3.3).

Вторым частичным шагом по секциям y_2 называется расстояние между конечной стороной какой-либо секции и начальной стороной следующей за ней, выраженное числом секций, лежащих между ними (см. рис. 3.3).

Наконец, *шагом обмотки по коллектору $y_к$* называется расстояние по окружности коллектора между началом и концом одной и той же секции, выраженное числом коллекторных пластин, лежащих между ними (см. рис. 3.3).

Как показывает рис. 3.3, расстояние y по схеме между начальными сторонами двух соседних секций *1* и *2* составляет один интервал. Сле-

довательно, результирующий шаг этой обмотки по секциям $y = 1$. Между начальной и конечной сторонами секции *1* лежат три секции: *2*, *3* и *4* (или три интервала), поэтому первый частичный шаг обмотки по секциям в этом примере $y_1 = 3$. Наконец, между конечной стороной секции *1* и начальной стороной секции *2* лежат две секции *4* и *3*, следовательно, второй частичный шаг по секциям здесь $y_2 = 2$. Таким образом, шаги обмотки якоря по секциям представляют собой безразмерные числа (а не именованные), выражающие количество секций, заключенных в интервале шага.

Как показывает развернутая схема обмотки рис. 3.3, секции обмотки имеют форму петель, соединенных последовательно. По этим признакам такая обмотка якоря получила название *петлевой*, или *параллельной*. В этой обмотке начало и конец одной и той же секции присоединяются к соседним коллекторным пластинам, поэтому шаг обмотки по коллектору здесь всегда $y_к = 1$.

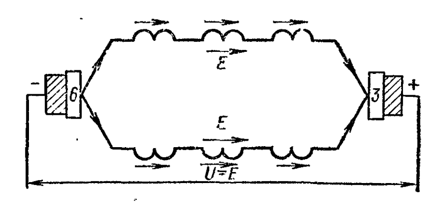


Рис. 3.4. Понятие о параллельных ветвях обмотки якоря.

Можно наметить теперь положение полюсов в виде прямоугольников в плоскости схемы обмотки (см. рис. 3.3), руководствуясь полюсным шагом τ_2 (см. рис. 3.2). Предполагается, что наконечники полюсов расположены над схемой. При направлении вращения якоря по часовой стрелке (см. рис. 3.2) или слева направо (см. рис. 3.3) стрелками показаны направления э. д. с. в проводниках обмотки в данный момент времени по правилу правой руки. Пользуясь этим распределением э. д. с. в обмотке, можно определить положение двух разнополярных щеток на коллекторе. В рассматриваемом примере (см. рис. 3.3) щетки находятся на коллекторных пластинах *3* и *6*, так как к пластине *3* стрелки одновременно подходят и щетка будет положительной, а от пластины *6* стрелки отходят и щетка отрицательна. При этом положение щеток на коллекторе совпадает с осью полюсов машины. При двух полюсах машины ($2p = 2$) щетки, стоящие на коллекторе, разбивают обмотку якоря на две параллельные ветви $2a = 2$ (рис. 3.4). При этом в каждой параллельной ветви в данном случае будет находиться по $S/(2a) = 6/2 = 3$ секции. Если выполнить простую петлевую обмотку якоря при числе полюсов машины $2p = 4, 6$ и т. д., то число параллельных ветвей этой обмотки равно соответственно 4, 6 и т. д. Следовательно, в общем случае число параллельных ветвей простой петлевой обмотки якоря $2a$ равно числу полюсов машины $2p$, т. е. $2a = 2p$. Число необходимых щеток на коллекторе также равно $2p$, причем p щеток каждой полярности соединяются параллельно.

Выведем теперь выражения для определения шагов простой петлевой обмотки барабанного якоря по секциям, необходимые для построения схемы этой обмотки в общем случае. Из схемы (рис. 3.3) следует: результирующий шаг обмотки по секциям — $y = y_1 - y_2 = 1$; шаг по коллектору — $y_к = y = 1$.

Если общее число секций на якоре по уравнению (3.1) равно S, то частичные шаги обмотки по секциям:

$$y_1 \approx S/(2p),$$

или

$$y_1 = [S/(2p)] - \varepsilon; \quad y_2 = y_1 - 1; \quad y = 1, \qquad (3.3)$$

где ε — нуль или правильная дробь, делающая y_1 целым числом.

Пример 3.1. Определить шаги простой петлевой обмотки барабанного якоря по следующим данным: $2p = 4$; $2a = 4$; $z_2 = 12$; $K = 12$.

Решение. Число секций обмотки $S = K = 12$, тогда шаги обмотки по секциям по уравнениям (3.3) будут:

$$y_1 = [S/(2p)] - \varepsilon = (12/4) - 0 = 3; \quad y_2 = y_1 - 1 = 3 - 1 = 2; \quad y_к = y = 1.$$

По этим данным можно построить в развернутом виде схему простой петлевой обмотки якоря аналогично рис. 3.3.

§ 3.2. Простая волновая обмотка барабанного якоря

Особенностью простой волновой обмотки барабанного якоря является то, что число параллельных ветвей ее $2a = 2$ независимо от числа полюсов машины. Это свойство данной обмотки обусловливает и другой порядок соединения секций между собой по сравнению с рассмотренной выше простой петлевой обмоткой. При числе полюсов машины $2p = 2$ обе эти обмотки равноценны, так как число параллельных ветвей в обоих случаях $2a = 2$. Поэтому простую волновую обмотку в малых машинах обычно применяют при числе полюсов машины $2p = 4$ или более.

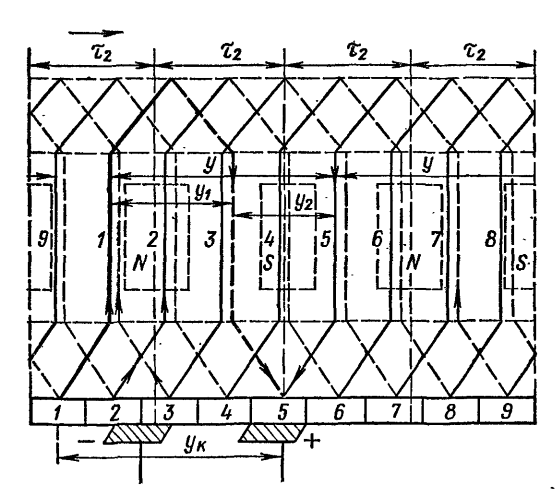


Рис. 3.5. Схема простой волновой обмотки якоря

На рис. 3.5 для иллюстрации представлена в развернутом виде схема простой волновой обмотки барабанного якоря при числе полюсов машины $2p = 4$ и числе пазов и коллекторных пластин $z_2 = K = 9$ с обозначением на ней шагов по секциям и коллектору. Как показывает рис. 3.5, секции этой обмотки имеют форму волн, начала и концы которых в отличие от секций простой петлевой обмотки (см. рис. 3.3) присоединяются к коллекторным пластинам, сдвинутым по окружности

друг от друга на шаг $y_к > 1$. Тогда при последовательном соединении секций между собой оба частичных шага обмотки по секциям y_1 и y_2 имеют сдвиг по схеме в одну сторону и обмотка при одном обходе якоря образует волну. Результирующий шаг ее по секциям $y = y_1 + y_2$. По этим признакам такая обмотка якоря получила название *волновой*, или *последовательной*. При одном обходе якоря последовательно соединяются между собой столько секций обмотки, сколько пар полюсов p имеет машина. Конец p-й секции присоединяется к соседней коллекторной пластине с той, с которой начинается обход якоря. Так, например, в представленной на рис. 3.5 схеме при $p = 2$ первый обход якоря начинается с коллекторной пластины *1* и заканчивается на пластине *9* после последовательного соединения двух секций. После этого начинается второй обход якоря и т. д. до тех пор, пока не будут соединены последовательно все секции и обмотка замкнется сама на себя через пластину *1*.

Для определения положения щеток на коллекторе нужно схему (см. рис. 3.5) при $2p = 4$ разделить на четыре зоны, равные каждая полюсному шагу τ_2, и наметить условно прямоугольники полюсов с указанием соответствующей полярности их. При указанном на схеме направлении вращения якоря слева направо и полярностях полюсов стрелками показаны направления э. д. с. в проводниках. Число необходимых щеток на коллекторе в данной обмотке должно быть равно двум, так как число параллельных ветвей ее $2a = 2$, хотя число полюсов машины здесь $2p = 4$. Однако на практике число щеток на коллекторе и в этой обмотке обычно устанавливается равным числу полюсов $2p$, т. е. в соответствии с числом нейтральных зон в магнитной системе машин. Этим достигается уменьшение осевой длины коллектора.

Так как при одном обходе якоря число результирующих шагов обмотки y равно числу пар полюсов машины p, а всего при этом проходится $S - 1$ секций (см. рис. 3.5), то

$$py = S - 1,$$

отсюда результирующий шаг простой волновой обмотки якоря по секциям

$$y = (S - 1)/p. \tag{3.4}$$

С другой стороны, согласно схеме, изображенной на рис. 3.5, результирующий шаг

$$y = y_1 + y_2. \tag{3.5}$$

Частичные шаги данной обмотки по секциям на основании уравнения (3.5) будут:

если y — число четное:

$$y_1 = y_2 = y/2, \tag{3.6}$$

если y — число нечетное:

$$y_1 = (y + 1)/2; \quad y_2 = (y - 1)/2.$$

Шаг по коллектору $y_к$ в любой обмотке всегда равен результирующему шагу по секциям y, поэтому, по уравнению (3.4),

$$y_к = y = (K - 1)/p, \tag{3.7}$$

так как $S = K$.

Пример 3.2. Определить шаги простой волновой обмотки барабанного якоря по следующим данным: $2p = 4$; $2a = 2$; $z_2 = 15$; $K = 15$.

Решение. Число секций обмотки $S = K = 15$, тогда шаги ее по секциям по уравнениям (3.4) — (3.7) будут:

$$y = (S - 1)/p = (15 - 1)/2 = 7; \quad y_1 = 0,5(y + 1) = 0,5(7 + 1) = 4;$$

$$y_2 = 0,5(y - 1) = 0,5(7 - 1) = 3; \quad y_к = y = 7.$$

По этим данным можно построить в развернутом виде схему простой волновой обмотки якоря аналогично рис. 3.5.

ГЛАВА IV

ХОЛОСТОЙ ХОД МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При холостом ходе машины постоянного тока в режиме генератора якорь приводится во вращение приводным двигателем при разомкнутой электрической цепи его. В этом случае в обмотке якоря индуцируется э. д. с., а ток в цепи отсутствует. При холостом ходе машины выходное напряжение на ее зажимах численно равно э. д. с. одной параллельной ветви обмотки якоря. На рис. 4.1 схематически представлена двухполюсная машина с замкнутой на себя обмоткой якоря, с которой условно совмещен коллектор. На этом коллекторе диаметрально поставлены две щетки по линии геометрической нейтрали. Щетки разбивают обмотку якоря в данном случае на две параллельные ветви, в которых две равные индуцированные э. д. с. действуют по отношению к щеткам параллельно. Сумма этих э. д. с. в цепи самой обмотки равна нулю. Таким образом, напряжение на зажимах машины постоянного тока всегда определяется э. д. с. одной параллельной ветви обмотки якоря. Далее дается вывод выражения для э. д. с. обмотки барабанного якоря и рассматривается напряжение между соседними коллекторными пластинами.

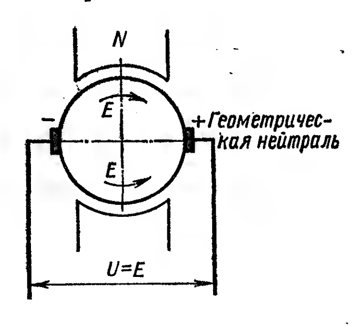


Рис. 4.1. Схема двухполюсной машины постоянного тока

§ 4.1. Выражение для электродвижущей силы обмотки якоря

При выводе выражения для э. д. с. одной параллельной ветви обмотки рассмотрим рис. 4.2, на котором представлено в развертке распределение проводников одной параллельной ветви по окружности якоря между двумя разнополярными щетками на дуге полюсного шага τ_2. Там же изображена кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре под полюсом с амплитудой B_δ между двумя нейтральными зонами. Заменим площадь этой кривой площадью равновеликого прямоугольника с высотой B_δ и основанием b_0. В этом случае число активных проводников одной параллельной ветви обмотки якоря, находящихся под влиянием индукции B_δ, равно $[N_2/(2a)](b_0/\tau_2)$, где N_2 — общее число проводников обмотки якоря, $2a$ — число параллельных ветвей обмотки, b_0 — расчетная полюсная дуга, см; $\tau_2 = \pi D_{\text{я}2}/(2p)$ — полюсный шаг, см; $D_{\text{я}2}$ — диаметр якоря, см; $2p$ — число полюсов машины.

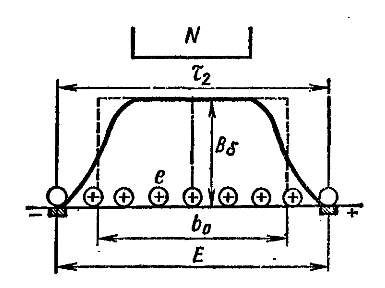


Рис. 4.2. Распределение проводников и индукции в воздушном зазоре по окружности якоря

При вращении якоря в магнитном поле полюсов в каждом активном проводнике индуцируется одинаковая э. д. с. от пересечения ими магнитной индукции B_δ в воздушном зазоре. Величина э. д. с. (В) одного активного проводника по закону электромагнитной индукции

$$e = B_\delta l_0 v_2 \cdot 10^{-2}, \tag{4.1}$$

где l_0 — длина активного проводника в пазу якоря по оси вала, см; B_δ — индукция в воздушном зазоре под полюсом, Т; $v_2 = (\pi D_{\text{я}2}/60)10^{-2}$ — окружная скорость вращения якоря, м/с; n — скорость вращения якоря, об/мин.

Общая э. д. с. одной параллельной ветви обмотки якоря, или между двумя разнополярными щетками (см. рис. 4.1),

$$E = e\,[N_2/(2a)]\,(b_0/\tau_2) = B_\delta\, b_0 l_0\,[N_2/(2a)]\,(v_2/\tau_2)\,10^{-2},$$

или после соответствующих преобразований

$$E = (pn/60)\,(N_2/a)\,\Phi_\delta, \tag{4.2}$$

где $\Phi_\delta = B_\delta\, b_0 l_0 \cdot 10^{-4}$ — полезное магнитное поле полюса в воздушном зазоре, Вб.

§ 4.2. Напряжение между соседними коллекторными пластинами

Величина напряжения между соседними коллекторными пластинами в машинах постоянного тока определяет возможность образования при работе машины потенциального искрения на коллекторе в виде мелких электрических дуг, которые могут возникать между этими пластинами при определенном напряжении. В связи с этим необходимо знать, от каких факторов зависит это напряжение, чтобы при проектировании машины предусмотреть меры по его ограничению. При выводе выражения для напряжения между соседними коллекторными пластинами рассмотрим рис. 4.3, на котором представлены развертка части обмотки якоря с коллектором и кривая распределения магнитной индукции под полюсом на дуге полюсного шага τ_2 при холостом ходе машины.

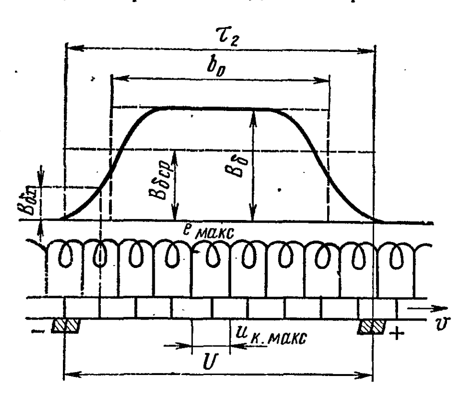


Рис. 4.3. К выводу выражения для напряжения между коллекторными пластинами

По закону электромагнитной индукции э. д. с. (В) одной секции обмотки барабанного якоря

$$e = 2w_{c2} B_{\delta x} l_0 v_2 \cdot 10^{-2}, \qquad (4.3)$$

где w_{c2} — число витков в секции; $B_{\delta x}$ — индукция в воздушном зазоре в точке x, которую проводник секции пересекает в данный момент, Т.

При постоянной скорости v_2 вращения якоря э. д. с. в секции пропорциональна индукции в воздушном зазоре: $e \equiv B_{\delta x}$.

Если заменить площадь кривой индукции площадью равновеликого прямоугольника с основанием τ_2, то высота его будет представлять собой среднюю индукцию $B_{\delta ср}$ в воздушном зазоре по дуге полюсного шага τ_2 (см. рис. 4.3.). Тогда средние значения э.д.с. во всех секциях данной параллельной ветви

$$e_{ср} \equiv B_{\delta\ ср}. \qquad (4.4)$$

Наибольшие э. д. с. будут индуцироваться в секциях, проводники которых пересекают амплитуду индукции B_δ (см. рис. 4.3), т. е.

$$e_{макс} \equiv B_\delta. \qquad (4.5)$$

Если взять отношение (4.4) и (4.5), то $e_{ср}/e_{макс} = B_{\delta ср}/B_\delta = \alpha$, при этом согласно рис. 4.3 $\alpha = b_0/\tau_2 = B_{\delta ср}/B_\delta$ — коэффициент полюсного перекрытия.

Таким образом, наибольшая э. д. с. одной секции обмотки якоря

$$e_{макс} = e_{ср}/\alpha. \qquad (4.6)$$

Среднюю э. д. с. $e_{ср}$ одной секции можно определить через напряжение U между щетками и число секций или коллекторных пластин в одной параллельной ветви: $S/(2a) = K/(2a)$. Эта э. д. с. (В)

$$e_{ср} = 2aU/K. \qquad (4.7)$$

Следовательно, наибольшая э. д. с. (В) одной секции по (4.6) и (4.7)

$$e_{макс} = 2aU/(\alpha K). \qquad (4.8)$$

Напряжение (В) между соседними коллекторными пластинами при холостом ходе машины и разных типах обмотки якоря определяется следующими соотношениями:

а) в случае простой петлевой обмотки якоря, у которой число параллельных ветвей $2a = 2p$, к соседним коллекторным пластинам подходят начало и конец одной и той же секции, поэтому

$$u_{к.\,макс} = e_{макс} = 2pU/(\alpha K); \qquad (4.9)$$

б) в случае простой волновой обмотки, у которой число параллельных ветвей $2a = 2$, к соседним коллекторным пластинам подходят начало первой и конец p-й секции, соединенных последовательно, поэтому напряжение между пластинами

$$u_{к.\,макс} = pe_{макс} = 2pU/(\alpha K). \qquad (4.10)$$

Таким образом, независимо от типа обмотки якоря наибольшее напряжение между соседними коллекторными пластинами $u_{к.макс}$ определяется уравнением (4.9) или (4.10). Во избежание образования мелких электрических дуг между этими пластинами при работе машины из-за пробоя промежутка между ними напряжение $u_{к.макс}$ в малых машинах постоянного тока должно быть менее 30 В.

Как показывают уравнения (4.9) и (4.10), основным средством уменьшения напряжения $u_{к.макс}$ между соседними коллекторными пластинами при заданном напряжении U машины является выбор бóльшего числа K коллекторных пластин при проектировании машины.

ГЛАВА V

РАБОТА МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРИ НАГРУЗКЕ

Во время работы машины постоянного тока в режиме генератора при нагрузке якорь ее приводится во вращение приводным двигателем, а в электрическую цепь якоря включается некоторое омическое сопротивление R (рис. 5.1). В этом случае по обмотке якоря протекает ток I_2 и якорь превращается в электромагнит, который создает собственное магнитное поле. На рис. 5.1 схематически представлена примерная картина этого поля, имеющего общее направление по линии положения щеток. Это поле якоря воздействует на поле полюсов. Действие поля тока якоря на поле полюсов при нагрузке машины называется *реакцией якоря*. При положении щеток на геометрической

нейтрали поле якоря направлено перпендикулярно оси полюсов машины. Как показывает рис. 5.1, ток $i_a = I_2/(2a)$ в проводниках обмотки под одним полюсом имеет одно направление, а под другим — обратное; при этом I_2 — общий ток якоря; $2a$ — число параллельных ветвей обмотки. Границей раздела направления токов в проводниках обмотки является линия щеток. При этом условии якорь представляет собой соленоид бочкообразной формы с осью, совпадающей с линией щеток. Каждому проводнику с током под одним полюсом соответствует аналогичный проводник под другим полюсом. Поэтому каждые два таких проводника с токами противоположного направления образуют виток, создающий поле по его оси.

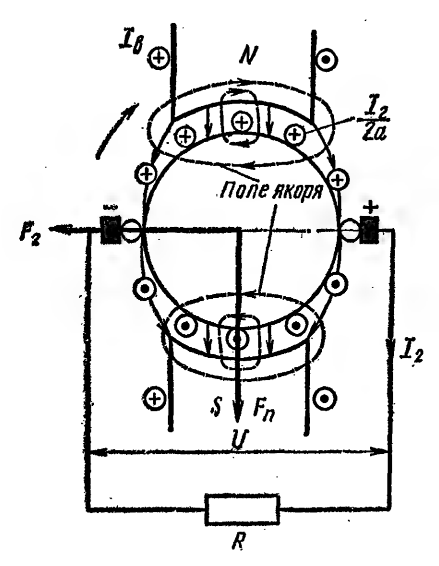


Рис. 5.1. Примерная картина поля якоря при нагрузке машины

Если м. д. с. якоря условно изобразить вектором F_2, направленным по ее оси, то этот вектор будет совпадать с линией щеток (см. рис. 5.1). М. д. с. $F_п$ обмотки возбуждения полюсов в виде вектора направлена по оси этих полюсов. С учетом их полярности на рис. 5.1 этот вектор имеет направление от центра якоря вниз. Однако в действительности следует иметь в виду, что м. д. с. $F_п$ и F_2 полюсов и якоря представляют собой скалярные величины, выражающие работу магнитных сил. Условное же изображение их на рис. 5.1 векторами делается лишь для удобства и наглядности представления направления магнитных полей полюсов и якоря.

§ 5.1. Магнитное поле полюсов, магнитодвижущая сила и поле якоря и результирующее поле машины при нагрузке

На рис. 5.2 представлены развертка машины постоянного тока в предположении равномерного распределения проводников обмотки по окружности якоря и соответствующие кривые распределения магнитных полей. В действительности, конечно, эти проводники располагаются в пазах якоря, которые отделены друг от друга зубцами. Поэтому реально проводники распределены по окружности якоря отдельными равными частями в соответствии с числом пазов его. Кривая *1* на рис. 5.2 изображает распределение индукции в воздушном зазоре от поля полюсов. Между внутренней поверхностью полюсных наконечников и якорем на рис. 5.2 показан расчетный воздушный зазор $\delta' = k_\delta \delta$ (см), где k_δ — коэффициент воздушного зазора, определяемый по уравнению

(2.6); δ — длина воздушного зазора, см. Предполагается, что щетки находятся на геометрической нейтрали.

Для получения выражения для м. д. с. якоря на рис. 5.2 выделена магнитная силовая трубка на расстоянии x по обе стороны от оси полюса толщиной dx по дуге окружности якоря и длиной 1 см по оси вала. Поперечное сечение ее, перпендикулярное пути замыкания силовых

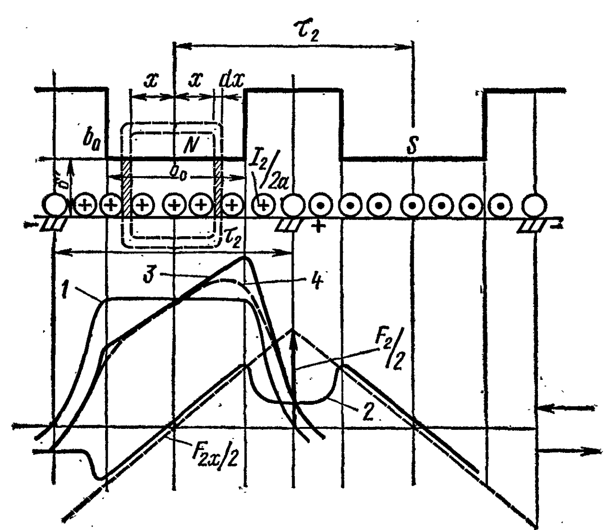


Рис. 5.2. Кривые распределения полей в воздушном зазоре машины при нагрузке:
←—— — вращение якоря двигателя; ——→ — вращение якоря генератора

линий поля, составляет $1 \cdot dx$ (см²). Эта трубка охватывает на дуге $2x$ окружности якоря $[N_2/(\pi D_{н2})]2x$ проводников с током $i_a = I_2/2a$ в каждом, где N_2 — число проводников обмотки якоря; $D_{н2}$ — диаметр якоря, см; I_2 — общий ток якоря, А; $2a$ — число параллельных ветвей обмотки. Тогда м. д. с. (А) якоря на пару полюсов, создающая магнитную силовую трубку на расстоянии x от оси полюса,

$$F_{2x} = [N_2/(\pi D_{н2})]\, 2x\, [I_2/(2a)] = 2xA_2, \qquad (5.1)$$

где величина $A_2 = [N_2/(\pi D_{н2})][I_2/(2a)]$ — линейная нагрузка якоря, А/см.

Как показывает уравнение (5.1), м. д. с. F_{2x} якоря распределяется по его окружности линейно в зависимости от x. При щетках, стоящих на геометрической нейтрали, эта м. д. с. равна нулю под серединой полюса и максимальна на нейтрали. На рис. 5.2 м. д. с. $0{,}5\,F_{2x}$ якоря на полюс представлена штриховыми прямыми под одним и другим полюсами, где токи в проводниках имеют противоположные направления. Наибольшая м. д. с. якоря на полюс на геометрической нейтрали при $x = \tau_2/2$ по уравнению (5.1) составляет величину $0{,}5F_2 = 0{,}5A_2\tau_2$

или с учетом подстановки значений A_2 и τ_2 на пару полюсов $F_2 = [N_2/(2p)][I_2/(2a)]$. М. д. с. F_{2x} якоря создает магнитное поле, которое при положении щеток на геометрической нейтрали замыкается по поперечной цепи магнитной системы машины (см. рис. 5.1), т. е. перпендикулярно оси главных полюсов. По оси же этих полюсов проходит только поле их обмотки возбуждения. Магнитное поле (Вб) якоря, создаваемое м. д. с. F_{2x} и проходящее через поперечное сечение силовой трубки $1 \cdot dx$ (см^2) (см. рис. 5.2), по закону магнитной цепи

$$\Phi'_{ax} \doteq F_{2x}/R_{2x}, \tag{5.2}$$

где R_{2x} — магнитное сопротивление пути замыкания поля якоря по силовой трубке, А/Вб.

Если для упрощения пренебречь магнитным сопротивлением пути замыкания поля якоря в стали зубцов и сердечника и полюсного наконечника, то магнитное сопротивление (А/Вб) определяется только двойной длиной расчетного воздушного зазора $2\delta'$ (см), т. е.

$$R_{2x} \approx 2\delta'/(\mu_0 \cdot 1dx), \tag{5.3}$$

где $\mu_0 = 0{,}4\pi \cdot 10^{-8}$ — магнитная проницаемость вакуума, Г/см.

Таким образом, магнитное поле (Вб) якоря через поперечное сечение $1 \cdot dx$ силовой трубки, по уравнениям (5.2) и (5.3),

$$\Phi'_{ax} = 0{,}4\pi \cdot 10^{-8} A_2 2x \cdot 1dx/(2\delta'),$$

а магнитная индукция (Т) в воздушном зазоре от этого поля

$$B'_{ax} = \Phi'_{ax} \cdot 10^4/(1dx) = (0{,}4\pi A_2 x/\delta')\, 10^{-4} \tag{5.4}$$

Следовательно, при принятом допущении о пренебрежении магнитным сопротивлением участков стали поперечной цепи машины индукция от поля якоря в воздушном зазоре под полюсным наконечником при постоянном δ' изменяется пропорционально x от центра к краям наконечника. В междуполюсном пространстве эта индукция уменьшается вследствие значительного возрастания зазора между якорем и станиной (кривая *2*). Если теперь сложить кривые индукций *1* и *2*, то получится кривая *3* распределения результирующей индукции в воздушном зазоре при нагрузке машины. Кривая *3* показывает, что при нагрузке машины результирующая индукция в зазоре под одним краем полюсного наконечника возрастает, а под другим убывает. При этом в генераторном режиме работы машины нулевые точки результирующей кривой *3* смещаются с геометрической нейтрали в направлении вращения якоря (см. рис. 5.2). Однако площадь под кривой *3* практически здесь остается равной площади под кривой *1*. Следовательно, величина полезного магнитного поля полюса в воздушном зазоре при нагрузке в этом случае не изменяется, так как площадь под кривой численно выражает величину полезного поля полюса на единицу длины якоря.

Таким образом, при положении щеток на геометрической нейтрали и отсутствии насыщения стали зубцов и сердечника якоря поперечная

м. д. с. его при нагрузке практически не изменяет величины полезного поля полюса в воздушном зазоре, а лишь искажает кривую распределения его в воздушном зазоре машины. Однако при наличии насыщения стали зубцов и сердечника якоря поперечная м. д. с. его не только искажает кривую поля, но также уменьшает и его величину (штриховая кривая *4* на рис. 5.2). Учет влияния насыщения стали зубцов якоря на результирующее поле машины при нагрузке обычно производится графически с помощью так называемой переходной характеристики, представляющей собой практически кривую намагничивания машины по поперечной ее цепи.

§ 5.2. Влияние магнитодвижущей силы якоря на поле полюсов машины при сдвиге щеток с геометрической нейтрали

Как показывает кривая *3* (см. рис. 5.2), магнитная нейтраль машины при нагрузке смещается с геометрической нейтрали на некоторый угол. В генераторном режиме работы машины смещение этой нейтрали происходит в направлении вращения якоря. В машинах постоянного тока без добавочных полюсов для обеспечения работы щеток на коллекторе при нагрузке без искрения нужно сдвигать их с геометрической нейтрали приблизительно на угол смещения магнитной нейтрали. В этом случае при сдвиге щеток с нейтрали м. д. с. F_2 якоря численно можно разложить на две составляющие, пространственно смещенные взаимно перпендикулярно. На рис. 5.3 представлено разложение м. д. с. F_2 на продольную составляющую F_β по оси полюсов и поперечную F_q по геометрической нейтрали при сдвиге щеток с этой нейтрали на угол β по направлению вращения якоря. Как видно из рис. 5.3, м. д. с. F_2 якоря направлена по линии щеток. Эта линия является границей раздела направления токов двух соседних параллельных ветвей обмотки якоря. В связи с этим группа проводников на дуге 2β окружности якоря образует соленоид с осью, направленной по оси полюсов. Он создает продольную м. д. с. F_β якоря. Группа же проводников на остальной дуге окружности якоря $\gamma = (\pi/p) - 2\beta$ образует по-прежнему соленоид с осью по геометрической нейтрали, который создает поперечную м. д. с. F_q якоря. Так как число проводников на дугах окружности якоря 2β и $\gamma = (\pi/p) - 2\beta$ равно соответствующему числу витков упомянутых соленоидов, то величины составляющих м. д. с. (А) якоря на пару полюсов можно представить следующим образом:

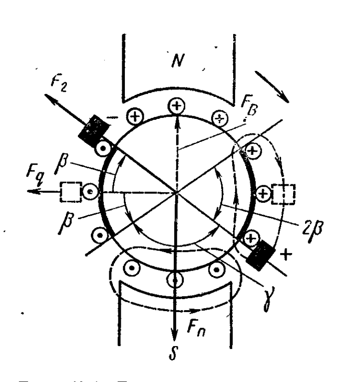


Рис. 5.3. Разложение м. д. с. якоря на составляющие при сдвиге щеток

продольной

$$F_\beta = [N_2/(2\pi)]\, 2\beta\, [I_2/(2a)], \qquad (5.5)$$

поперечной

$$F_q = [N_2/(2\pi)](\pi/p - 2\beta)[I_2/(2a)], \quad (5.6)$$

где N_2 — общее число проводников обмотки якоря; $2a$ — число параллельных ветвей обмотки; p — число пар полюсов машины; β — угол сдвига щеток с геометрической нейтрали, рад; I_2 — общий ток якоря, А.

Как показывает уравнение (5.1) и рис. 5.2, м. д. с. якоря распределяется по его окружности линейно, поэтому для получения численного значения полной м. д. с. якоря по линии щеток нужно продольную и поперечную составляющие м. д. с. из уравнений (5.5) и (5.6) сложить алгебраически. Тогда полная м. д. с. (А) якоря на пару полюсов

$$F_2 = F_\beta + F_q = [N_2/(2p)][I_2/(2a)], \quad (5.7)$$

что соответствует величине наибольшей м. д. с. якоря на геометрической нейтрали, полученной ранее по уравнению (5.1) при $x = \tau_2/2$.

В отношении величины и формы кривой результирующего поля в воздушном зазоре при нагрузке машины и сдвинутых щетках с геометрической нейтрали следует отметить, что поперечная м. д. с. якоря F_q здесь искажает форму этой кривой аналогично рис. 5.2 (кривая *3*). Однако площадь этой кривой в данном случае уменьшается под влиянием размагничивающего действия продольной м. д. с. F_β якоря. Эта составляющая совпадает с осью полюсов и направлена противоположно м. д. с. возбуждения (см. рис. 5.3).

Таким образом, при сдвиге щеток с геометрической нейтрали при нагрузке машины по вращению якоря — в генераторном режиме и против вращения — в двигательном режиме работы ее всегда происходит уменьшение величины результирующего полезного магнитного поля машины в зазоре под влиянием размагничивающего действия м. д. с. якоря.

ГЛАВА VI
КОММУТАЦИЯ

Коллектор и щетки машины постоянного тока образуют скользящий контакт, через который осуществляется связь между вращающейся обмоткой якоря и неподвижной внешней электрической цепью машины. При работе электрической машины снятие тока с коллектора или подвод тока к нему из сети обычно сопровождается определенным искрением под щетками и на коллекторе. Причины этого искрения могут быть механическими, потенциальными, коммутационными.

Механические причины искрения под щетками обусловливаются неправильным положением их на поверхности коллектора или из-за износа последнего, или же вследствие неисправностей щеткодержателей. На рис. 6.1 представлен случай неправильного положения щетки *1* на коллекторе *2* из-за перекоса щеткодержателя, когда она касается цилиндрической поверхности коллектора лишь одним краем без при-

легания основной своей площадью. В связи с этим на остром краю щетки чрезмерно возрастает плотность тока, проходящего через щетку. Вследствие возникающего здесь тепла край щетки сильно раскаливается и от него откалываются мелкие накаленные кусочки материала щетки, вызывающие визуально впечатление мелких искр. Такое искрение не является опасным для машины и может быть всегда устранено. Для этой цели достаточно обеспечить строго цилиндрическую и гладкую поверхность коллектора и полное прикосновение площади щеток к ней.

Потенциальные причины искрения на коллекторе обусловливаются повышенным напряжением между соседними коллекторными пластинами.

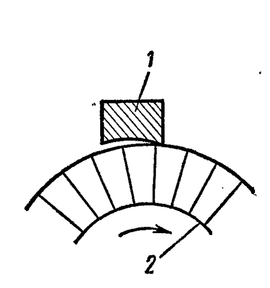


Рис. 6.1. Иллюстрация механической причины искрения

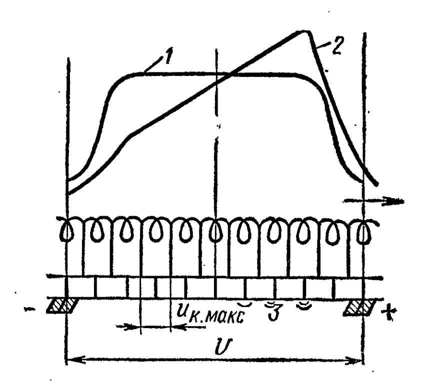


Рис. 6.2. Иллюстрация потенциальной причины искрения

нами. На рис. 6.2 представлены кривые распределения магнитной индукции в воздушном зазоре под полюсом при холостом ходе (кривая *1*) и нагрузке (кривая *2*) машины и развертка коллектора с обмоткой якоря. Если при холостом ходе машины напряжение между коллекторными пластинами по уравнениям (4.9) или (4.10) $u_{к.макс} < 30В$, то при нагрузке из-за возрастания индукции под одним краем полюса может стать $u_{к.макс} > 30В$ (см. рис. 6.2). Вследствие этого между частью коллекторных пластин, секции которых находятся в зоне повышенной индукции в зазоре, возникнут мелкие электрические дуги *3*. Это и называют потенциальным искрением на коллекторе. Оно представляет определенную опасность для коллектора, так как может привести к короткому замыканию части пластин. В готовой машине это искрение, если оно возникает, не поддается устранению. Возникновение его можно предупредить только заранее при проектировании машины путем выбора большего числа коллекторных пластин.

Однако главными и наиболее опасными причинами искрения под щетками на коллекторе машины являются коммутационные, которые будут рассматриваться дальше.

§ 6.1. Процесс коммутации

Под процессом коммутации понимается процесс изменения направления тока в секциях обмотки якоря, замыкаемых накоротко щетками, в момент перехода их через геометрическую нейтраль из одной параллельной ветви в другую. В процессе коммутации тока в короткозамкнутых секциях якоря индуцируются следующие э. д. с.:

1. Реактивная э. д. с. (В), возникающая от изменения тока в данной и соседней секциях:

$$e_{р} = e_{\sigma} + e_{r} = -\left(L_{\sigma} + M\right)(di_{к}/dt), \quad (6.1)$$

где $e_{\sigma} = -L_{\sigma}(di_{к}/dt)$ — э. д. с. самоиндукции от изменения тока в данной секции, В; $e_{r} = -M(di_{к}/dt)$ — э. д. с. взаимной индукции от изменения тока в соседней секции, В.

В целях упрощения анализа здесь принято допущение, что токи в данной и соседней секциях изменяются приблизительно одинаково.

2. Коммутирующая э. д. с. $e_{к}$, возникающая от пересечения проводниками секции при вращении якоря внешнего магнитного поля (полюсов и якоря или добавочных полюсов).

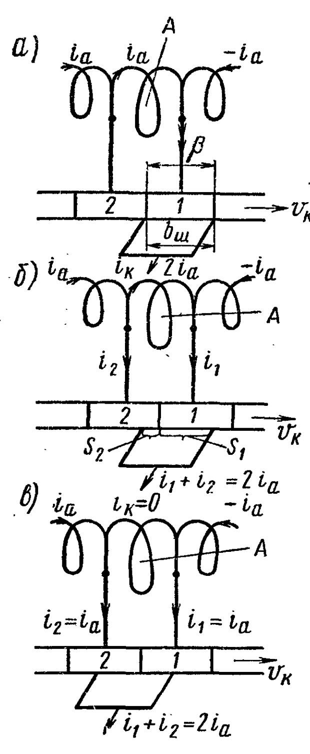


Рис. 6.3. Последовательность изменения тока в коммутирующей секции

Для уточнения процесса коммутации тока в секциях рассмотрим последовательность явлений в одной секции при разных положениях ее относительно неподвижной щетки при вращении якоря. При этом рассмотрим следующие случаи процесса коммутации:

а) случай, когда ширина $b_{ш}$ щетки по окружности коллектора равна ширине β коллекторной пластины и сумма индуцированных в короткозамкнутой секции э. д. с. $\Sigma e = e_{р} + e_{к} = 0$, при этом омическим сопротивлением данной секции для простоты пренебрегают. На рис. 6.3 представлена последовательность изменения тока в короткозамкнутой секции *А* в разные моменты ее положения относительно геометрической нейтрали. В первый момент (рис. 6.3,*а*) коллекторная пластина *1* целиком находится под щеткой, а рассматриваемая секция *А* — в левой параллельной ветви обмотки якоря от линии геометрической нейтрали и через секцию *А* протекает весь ток этой ветви $+i_{а} = I_2/2a$ слева направо к щетке. К этой же щетке из правой параллельной ветви притекает ток обратного знака $-i_{а}$. Токи двух соседних ветвей обмотки складываются и щетка снимает ток $2i_{а}$. Во второй момент (рис. 6.3,*б*) под щеткой находятся

уже части пластин 1 и 2 и эта секция замкнута через них щеткой накоротко. В этом случае ток левой параллельной ветви $+i_а$ пойдет к щетке частично в виде тока $i_к$ через секцию A и пластину 1 и частично в виде тока $i_2 = i_а - i_к$ через пластину 2. Ток же правой ветви $-i_а$ идет по-прежнему к щетке через пластину 1. В третий момент (рис. 6.3,*в*) под щеткой находятся по половине пластин 1 и 2 и токи $+i_а$ и $-i_а$ двух соседних параллельных ветвей подходят к щетке через эти половины пластин помимо секции A, ток в которой в данный момент времени будет $i_к = 0$. Секция A в этот момент находится на геометрической нейтрали. При дальнейшем вращении коллектора щетка перекрывает бо́льшую часть пластины 2 и ме́ньшую— пластины 1. В этом случае ток $-i_а$ правой ветви обмотки подходит к щетке частично в виде тока обратного знака— $i_к$ через секцию A и пластину 2 и частично в виде тока i_1 через пластину 1. Следовательно, после перехода секцией A геометрической нейтрали ток в ней изменил свое направление на обратное. Когда через некоторое время пластина 2 будет целиком находиться под щеткой, цепь секции A разомкнется и секция полностью окажется в правой параллельной ветви обмотки якоря. На рис. 6.4 прямая 1 изображает процесс изменения направления тока в секции A за время нахождения ее в коротком замыкании щеткой. Это время (с) называют *периодом коммутации*:

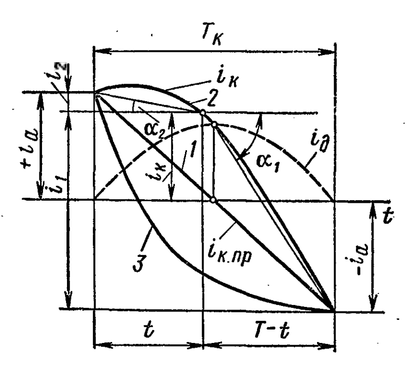


Рис. 6.4. Кривые тока коммутации в короткозамкнутой секции

$$T_к = b_ш / v_к, \qquad (6.2)$$

где $v_к$ — окружная скорость вращения коллектора, см/с.

Численное значение периода коммутации $T_к$ в нормальных и малых машинах постоянного тока обычно составляет величину порядка миллисекунд.

Рассмотренный случай коммутации при сумме э. д. с. в короткозамкнутой секции $\Sigma e = 0$ и омическом сопротивлении ее, равном нулю, носит название *прямолинейного процесса коммутации*;

б) случай, когда ширина щетки $b_ш = \beta$ и сумма индуцируемых в короткозамкнутой секции э. д. с. $\Sigma e = e_р + e_к \neq 0$, а в данной секции под влиянием результирующей э. д. с. возникает добавочный ток, который накладывается на ток прямолинейной коммутации. Образующийся в ней результирующий ток изменяет свое направление во времени за период коммутации по нелинейному закону или в виде кривой 2, или кривой 3 (см. рис. 6.4) в зависимости от соотношения э. д. с. $e_р$ и $e_к$ в этой секции. Например, кривая 2 представляет собой замедленный процесс коммутации тока в короткозамкнутой секции, а кривая 3 — ускоренный процесс. В первом случае ток в секции проходит через нулевое значение позднее, а во втором—раньше, чем при прямоли-

нейном процессе коммутации. Замедленный процесс коммутации имеет место при превышении величины реактивной э. д. с. $e_р$ над коммутирующей $e_к$, а ускоренный процесс — при обратном соотношении между этими э. д. с.

Таким образом, ток (A) в коммутирующей секции при замедленном или ускоренном процессах коммутации в ней

$$i_к = i_{к.\,пр} + i_д, \tag{6.3}$$

где ток (А) в секции при прямолинейном процессе коммутации (кривая 1 на рис. 6.4)

$$i_{к.\,пр} = i_а(1 - 2t/T_к), \tag{6.4}$$

добавочный ток (А) в данной секции

$$i_д = (e_к + e_р)/\sum R, \tag{6.5}$$

при этом общее сопротивление (Ом) ее короткозамкнутой цепи

$$\sum R = r_{c2} + R_{щ1} + R_{щ2}, \tag{6.6}$$

где r_{c2} — омическое сопротивление секции, Ом; $R_{щ1}$ — переходное сопротивление контакта сбегающего края щетки, Ом; $R_{щ2}$ — то же, набегающего края этой щетки, Ом.

Переходные сопротивления $R_{щ1}$ и $R_{щ2}$ краев щетки при вращении коллектора изменяются обратно пропорционально величине площади этих краев S_1 и S_2 (см. рис. 6.3). Эти площади (см^2) являются следующими функциями времени:

$$S_2 = S_щ(t/T_к); \quad S_1 = S_щ - S_2 = S_щ(T_к - t)/T_к, \tag{6.7}$$

где $S_щ$ — площадь всей поверхности прилегания щетки к коллектору, см^2; ей соответствует сопротивление контакта $R_щ$, Ом.

Плотности (А/см^2) тока на краях щетки с учетом уравнения (6.7) (см. рис. 6.4):

$$j_{щ1} = i_1/S_1 \equiv \operatorname{tg}\alpha_1; \quad j_{щ2} = i_2/S_2 \equiv \operatorname{tg}\alpha_2. \tag{6.8}$$

Следовательно, при нелинейном процессе коммутации тока в секции плотности тока на краях щетки разные, так как углы $\alpha_1 \neq \alpha_2$. В случае прямолинейного процесса $\alpha_1 = \alpha_2$ и эти плотности тока одинаковы и равны средней плотности под щеткой:

$$j_{щ1} = j_{щ2} = i_1/S_1 = i_2/S_2 = 2i_а/S_щ. \tag{6.9}$$

Уравнения (6.4) и (6.9) характеризуют благоприятные условия коммутации. В этом случае, в предположении сопротивления короткозамкнутой секции $r_{c2} = 0$, сумма э. д. с. в ней за период коммутации $T_к$ равна нулю:

$$e_к + e_р = e_к - (L_\sigma + M)(di_{к.\,пр}/dt) = 0,$$

или условие благоприятной коммутации с учетом уравнения (6.4) принимает вид

$$e_к + e_р' = 0, \tag{6.10}$$

где средняя реактивная э. д. с. (В) секции за период коммутации

$$e_p' = 2\left(L_\sigma + M\right) i_a \,/\, T_к. \qquad (6.11)$$

Если сумма индуцированных э. д. с. в короткозамкнутых секциях якоря $e_к + e_p \neq 0$, то процесс коммутации тока в них будет протекать во времени по нелинейному закону (кривые *2* и *3* на рис. 6.4). Так как в данном случае в каждой из этих секций имеются некоторая результирующая э. д. с., ток и определенный запас электромагнитной энергии, то в момент разрыва их цепи при окончании процесса коммутации между сбегающим краем щетки S_1 и уходящей от него коллекторной пластиной возникают мелкие электрические дуги. Эти дуги и представляют собой коммутационное искрение под щетками. Следовательно, основной причиной этого искрения является дуговой разряд между краем щетки и коллекторной пластиной в момент разрыва остаточного тока короткозамкнутой секции. В этом случае запасенная в индуктивности секции электромагнитная энергия превращается в тепло в дуговом разряде.

Для устранения или уменьшения коммутационного искрения под щетками машины постоянного тока применяют соответствующие средства.

§ 6.2. Средства для улучшения условий коммутации тока

Для обеспечения при работе машины благоприятных условий коммутации тока в короткозамкнутых секциях якоря в соответствии с уравнением (6.10) в машинах постоянного тока применяются следующие средства:

1. Сдвиг щеток с геометрической нейтрали по вращению якоря — в генераторах и против вращения его — в двигателях.

2. Применение добавочных полюсов, устанавливаемых на геометрической нейтрали.

Сдвиг щеток с геометрической нейтрали. На рис. 6.5 представлены кривые распределения индукции поля полюсов (кривая *1*) и поля якоря (кривая *2*) в зоне коммутации (по дуге полюсного шага τ_2). Как видно из рис. 6.5, поле якоря в зоне коммутации по обе стороны геометрической нейтрали имеет положительное значение, а поле полюсов слева от нейтрали положительно, а справа отрицательно. Поэтому коммутирующую э. д. с. (В) в

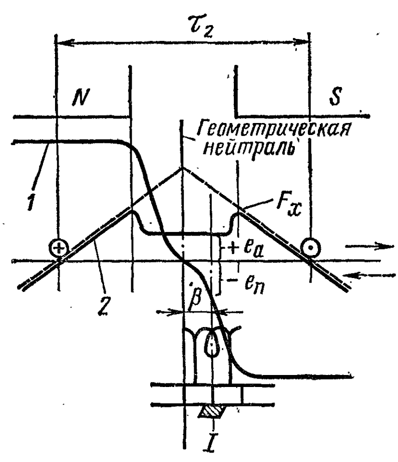


Рис. 6.5. Кривые поля полюсов и якоря в зоне коммутации:
——→ — вращение якоря генератора;
←—— — вращение якоря двигателя

короткозамкнутой секции, возникающую от этих полей, можно численно представить в виде суммы двух э. д. с.:

$$e_к = \mp e_п + e_а, \qquad (6.12)$$

где $e_п$ — э. д. с., индуцируемая в секции от пересечения ее проводниками поля полюсов, В; $e_а$ — то же, от пересечения этими проводниками поля якоря, В.

Тогда условие прямолинейного процесса коммутации тока в короткозамкнутой секции по уравнениям (6.10) и (6.12) можно представить в виде

$$\mp e_п + e_а + e_р' = 0. \qquad (6.13)$$

Так как э. д. с. $e_р'$ и $e_а$ всегда одного знака и при коммутации тока в секции с $+ i_а$ на $-i_а$ положительны (см. рис. 6.5), то э. д. с. от поля полюсов $e_п$ для выполнения условий (6.13) должна быть отрицательной. При коммутации тока с $- i_а$ на $+i_а$ знаки этих э. д. с. соответственно изменяются на обратные. Как видно из рис. 6.5, для получения отрицательного значения э. д. с. нужно щетки на коллекторе сдвигать с геометрической нейтрали в положение *I* по направлению вращения якоря — у генератора и против вращения — у двигателя, так как при одинаковой полярности полюсов и одном и том же направлении тока в проводниках обмотки якоря направления вращения якорей у генератора и двигателя будут противоположными. В связи с этим условие прямолинейного процесса коммутации из уравнения (6.13) примет вид

$$e_п = e_а + e_р'. \qquad (6.14)$$

Так как э. д. с. $e_а$ и $e_р'$ пропорциональны току якоря, то при изменении нагрузки машины для выполнения равенства (6.14) нужно изменить величину угла сдвига щеток. При большой нагрузке машины сдвиг щеток с нейтрали должен быть больше и при меньшей — наоборот. Однако если нагрузка машины совершает быстрые колебания, то практически не представляется возможным изменять сдвиг щеток в соответствии с этими колебаниями. Поэтому данный способ улучшения условий коммутации в машинах постоянного тока не является совершенным. Более совершенным средством для этой цели служат добавочные полюсы.

Добавочные полюсы. На рис. 6.6 представлено принципиальное устройство машины постоянного тока с добавочными полюсами. Идея этого устройства состоит в следующем. Вместо того чтобы сдвигать щетки с геометрической нейтрали, а следовательно, и коммутирующие секции обмотки якоря в зоны поля главных полюсов, можно сохранить положение этих щеток на нейтрали, поставив на ней небольшие добавочные полюсы соответствующей полярности с обмоткой возбуждения. Такие полюсы создают в этой зоне магнитное поле необходимой величины и полярности. Как видно из рис. 6.6, м. д. с. $F_д$ обмотки добавочных полюсов больше поперечной м. д. с. якоря F_2 и направлена противоположно ей. Назначением добавочных полюсов в машине являются: компенсация поперечного поля якоря в зоне коммутации и

создание дополнительного поля на геометрической нейтрали необходимой величины и полярности для компенсации реактивной э. д. с. в коммутирующей секции.

Следовательно, м. д. с. (А) обмотки добавочных полюсов

$$F_д = F_2 + F_р, \qquad (6.15)$$

где $F_р$ — часть м. д. с. обмотки добавочных полюсов, создающая магнитное поле на геометрической нейтрали для компенсации реактивной э. д. с. в секции, А.

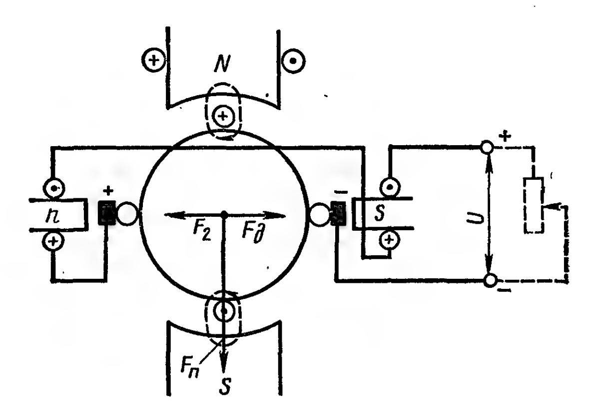


Рис. 6.6. Принципиальное устройство машины постоянного тока с добавочными полюсами:

Так как м. д. с. якоря F_2 и средняя реактивная э. д. с. $e_р$ в короткозамкнутой секции пропорциональны току якоря, то для обеспечения равенства (6.15) при всех условиях нагрузки машины нужно обмотку добавочных полюсов возбуждать током якоря. Поэтому эта обмотка включается последовательно в цепь якоря (см. рис. 6.6) . Чтобы поле в воздушном зазоре под добавочными полюсами было пропорционально току якоря, магнитная система их делается ненасыщенной, а воздушный зазор под ними — несколько увеличенным по сравнению с зазором под главными полюсами.

ГЛАВА VII

ГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При рассмотрении принципа действия машины постоянного тока отмечалось, что она может работать как генератором, так и двигателем. Генераторы приводятся во вращение каким-нибудь приводным двигателем и преобразуют подводимую к ним механическую энергию в электрическую. Рабочие свойства генераторов постоянного тока в значительной мере определяются способом возбуждения в них магнит-

ного поля. Различают следующие способы электромагнитного возбуждения машины постоянного тока:

1) независимое возбуждение машины (рис. 7.1);

2) самовозбуждение машины со следующими видами возбуждения: параллельное (см. рис. 7.5); последовательное; смешанное (см. рис. 7.8).

При независимом возбуждении машины обмотка возбуждения ее питается постоянным током от постороннего источника, например от аккумуляторной батареи, отдельного небольшого генератора или сети постоянного тока. В этом случае ток возбуждения не зависит от изменения режима работы машины.

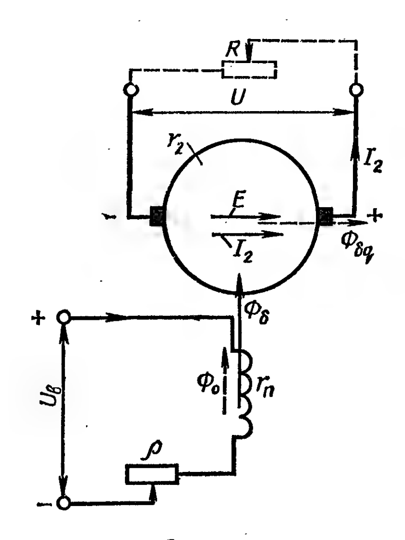


Рис. 7.1. Схема генератора независимого возбуждения

При самовозбуждении машины обмотка возбуждения ее питается током от якоря самой машины. В случае параллельного возбуждения машины обмотку возбуждения подключают параллельно к зажимам якоря, при последовательном — последовательно в цепь якоря и при смешанном возбуждении на полюсах машины помещают две обмотки возбуждения — параллельную и последовательную. Во всех этих случаях ток возбуждения зависит от изменения режима работы машины.

Кроме этих способов электромагнитного возбуждения магнитного поля в малых машинах постоянного тока широко применяется также возбуждение с помощью постоянных магнитов.

Свойства генераторов постоянного тока изучаются обычно с помощью так называемых характеристик. Они представляют собой графически изображенные зависимости между двумя переменными факторами, характеризующими работу машины, при постоянстве других факторов. У каждого генератора характерными факторами являются: напряжение на зажимах U, В; ток якоря I_2, А; ток возбуждения $I_в$, А; скорость вращения якоря n, об/мин. Для генераторов скорость вращения якоря можно считать постоянной, так как она задается приводным двигателем.

Далее рассматриваются рабочие свойства генераторов постоянного тока при разных способах их возбуждения.

§ 7.1. Генератор независимого возбуждения

На рис. 7.1 представлена принципиальная схема генератора постоянного тока независимого возбуждения. Обмотка возбуждения его питается постоянным током от постороннего источника. Этот способ

возбуждения применяется в генераторах высокого напряжения (при $U \gg 500$ В); низкого напряжения для электрохимических целей (при $U = 4 \div 6$В); с широкими пределами регулирования напряжения на зажимах.

Характеристика холостого хода генератора. Характеристика холостого хода генератора представляет собой графически изображенную зависимость э. д. с. E якоря от тока $I_в$ возбуждения при постоянной скорости вращения $n = \text{const}$ и токе якоря $I_2 = 0$:

$$E = f(I_в).$$

Эта характеристика в другом масштабе представляет собой кривую намагничивания машины $\Phi_\delta = f(F_п)$ и является основной характеристикой, определяющей рабочие свойства генератора. На рис. 7.2 представлена эта кривая. На основании уравнения (4.2) и рис. 7.2 можно написать:

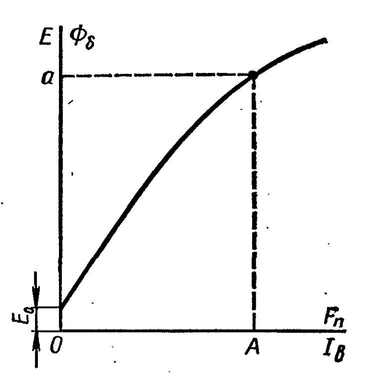


Рис. 7.2. Характеристика холостого хода генератора

для ординаты

$$Oa = \Phi_\delta / k' = E/[(pn/60)(N_2/a)k'] = E/k,$$

для абсциссы

$$OA = F_п/q' = 2w_пI_в/q' = I_в/q,$$

где k и q — масштабы э. д. с. и тока возбуждения.

Таким образом, любая ордината или абсцисса кривой, изображенной на рис. 7.2, в зависимости от масштаба выражает соответственно или магнитное поле полюса в воздушном зазоре Φ_δ и м. д. с. возбуждения на пару полюсов $F_п$, или э. д. с. якоря E и ток возбуждения $I_в$.

Практически характеристика холостого хода этого генератора снимается опытным путем — измерением вольтметром напряжения на зажимах разомкнутого якоря при постепенном изменении тока возбуждения. Вследствие наличия остаточного магнетизма в полюсах и станине машины опытная кривая обычно начинается несколько выше (на E_0) начала координат (см. рис. 7.2).

Нагрузочная характеристика генератора. Нагрузочная характеристика генератора представляет собой графически изображенную зависимость напряжения на его зажимах от тока возбуждения при постоянных значениях скорости вращения и тока якоря ($n = \text{const}$; $I_2 = \text{const}$):

$$U = f(I_в).$$

Если в цепь якоря генератора при определенном значении напряжения на его зажимах включить нагрузку в виде омического сопротивления, то в этой цепи потечет ток I_2 и напряжение генератора при данном токе возбуждения несколько уменьшится. Уменьшение напряжения при нагрузке в этом случае произойдет под влиянием размагни-

чивающего действия м. д. с. якоря на поле полюсов F_R и падения напряжения в омическом сопротивлении обмотки якоря и щеточных контактов от тока якоря $I_2 r_2$, где $F_R = F_\beta + F_q'$; $r_2 = r_2' + r_ш$, при этом F_β — продольная составляющая м. д. с. якоря на пару полюсов при сдвиге щеток с геометрической нейтрали, определяемая уравнением (5.5), А; F_q' — эквивалентная м. д. с. якоря на пару полюсов, соответствующая ослаблению их поля поперечной м. д. с. якоря из-за насыщения зубцового слоя его, А; r_2' — омическое сопротивление обмотки якоря, Ом; $r_ш$ — переходное сопротивление контактов щеток и коллектора, Ом.

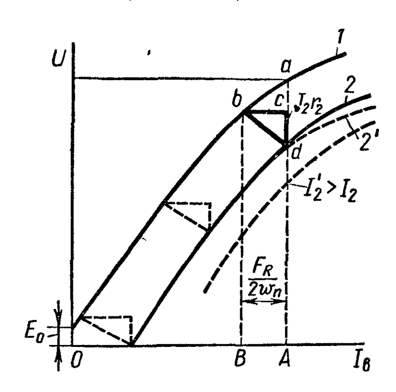


Рис 7.3. Нагрузочная характеристика генератора

На рис. 7.3 кривая *1* изображает характеристику холостого хода генератора, снятую опытным путем при токе якоря $I_2 = 0$. Пусть при токе возбуждения $I_в = OA$ напряжение на зажимах разомкнутого якоря определяется ординатой $U_0 = Aa$. При нагрузке током якоря I_2 напряжение генератора составит величину $U = Ad$. Для определения точки *d* нужно отложить в масштабе тока возбуждения отрезок размагничивающей м. д. с. якоря $AB = F_R/(2w_п)$ влево от вертикальной линии *Aa*, при этом $w_п$ — число витков обмотки возбуждения на полюс. Тогда ордината *Bb* будет выражать э. д. с. якоря при нагрузке $E = Bb = Ac$. Напряжение на зажимах якоря меньше этой э. д. с. на величину падения напряжения в якоре $I_2 r_2 = cd$. Следовательно, $U = E - I_2 r_2$, или $U = Ad = Ac - cd$. Треугольник *bcd*, катеты которого выражают влияние м. д. с. якоря и падения напряжения в нем на напряжение генератора, называют *характеристическим треугольником*. При построении характеристик генераторов постоянного тока катеты этого треугольника для простоты обычно принимаются пропорциональными току якоря. В действительности же катет *bc*, выражающий влияние м. д. с. якоря на поле полюсов, зависит от состояния насыщения магнитной системы машины и в общем случае не вполне пропорционален току якоря. На рис. 7.3 показана опытная нагрузочная характеристика (кривая *2'*).

При рассмотрении нагрузочной характеристики генератора $U = f(I_2)$ при $I_2 = \text{const}$ стороны характеристического треугольника *bcd* при разных токах возбуждения принимаются неизменными. Следовательно, для построения названной характеристики достаточно перемещать этот треугольник параллельно самому себе, касаясь точкой *b* характеристики холостого хода. Тогда точка *d* треугольника опишет нагрузочную характеристику (кривая *2*). Так как при опыте можно поддерживать постоянными разные по величине токи якоря, то можно построить семейство нагрузочных характеристик, подобных кривой *2*.

Так, например, характеристика холостого хода машины (кривая 1 на рис. 7.3) представляет собой частный случай нагрузочной характеристики ее при токе якоря $I_2 = 0$.

Внешняя характеристика генератора. Внешняя характеристика генератора независимого возбуждения представляет собой графически

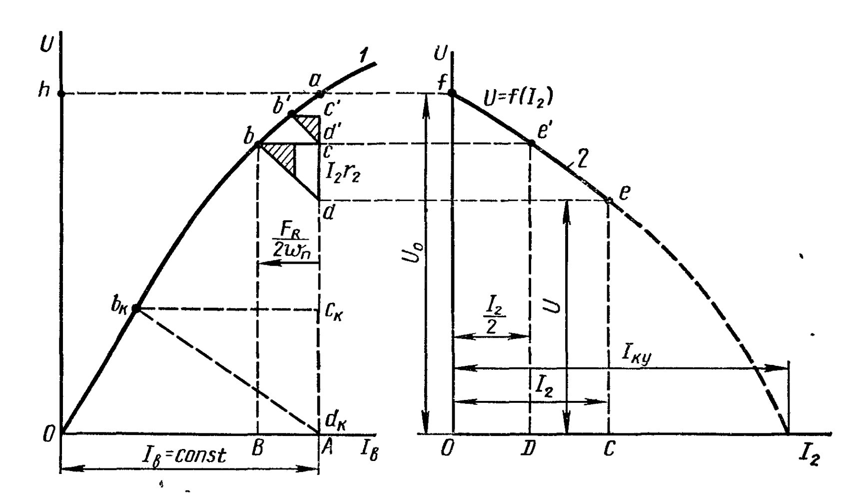


Рис. 7.4. Построение внешней характеристики генератора независимого возбуждения

изображенную зависимость напряжения на его зажимах от тока нагрузки при постоянных значениях скорости вращения и тока возбуждения (n = const; $I_в$ = const):

$$U = f(I_2).$$

Эту характеристику можно снять опытным путем или же построить графически по характеристике холостого хода. На рис. 7.4 показано построение внешней характеристики этого генератора при постоянном токе возбуждения $I_в = OA$. Как и в случае, изображенном на рис. 7.3, напряжение на зажимах генератора при полной нагрузке здесь будет также определяться ординатой $U = Ad$, которая при переносе в правую систему координат (см. рис. 7.4) будет соответствовать точке e внешней характеристики генератора при токе якоря $I_2 = OC$. При холостом ходе генератора, когда ток якоря $I_2 = 0$, второй точкой этой характеристики будет точка f, которая получается переносом точки a из левой системы координат (см. рис. 7.4). Для построения внешней характеристики нужно определить еще одну точку, например при токе якоря $OD = I_2/2$. При этом токе стороны характеристического треугольника bcd уменьшатся вдвое. Новый треугольник $b'c'd'$ займет на рис. 7.4 другое положение между кривой 1 и ординатой Aa. Точка d'

его, перенесенная вправо, определит точку внешней характеристики e' при токе якоря $OD = I_2/2$. Тогда внешняя характеристика данного генератора пройдет через точки f, e' и e (кривая *2*). Относительное изменение напряжения генератора при переходе от холостого хода к номинальной нагрузке

$$\Delta U_{\%} = (U_0 - U)100/U_0.$$

Если теперь величину внешнего сопротивления нагрузки генератора независимого возбуждения постепенно довести до нуля, то ток якоря его значительно возрастет, а напряжение на зажимах уменьшится до нуля (штриховая часть кривой *2* на рис. 7.4). Это будет режим установившегося короткого замыкания генератора. Для данного типа машины такой режим при полном возбуждении является недопустимым, так как может привести к повреждению обмотки якоря и коллектора от чрезмерного повышения температуры.

Для приближенного определения кратности тока установившегося короткого замыкания $I_{2у}/I_2$ нужно из точки A (см. рис. 7.4) провести линию $b_кd_к$ параллельно гипотенузе bd характеристического треугольника bcd. Тогда эта кратность (см. рис. 7.4)

$$k = I_{2у}/I_2 = b_кd_к/(bd).$$

§ 7.2. Генератор параллельного возбуждения

На рис. 7.5 представлена принципиальная схема генератора постоянного тока параллельного возбуждения. Этот генератор является машиной с самовозбуждением, у которой ток возбуждения берется от якоря машины. В данном случае обмотка возбуждения генератора присоединяется параллельно зажимам якоря. Для возможности самовозбуждения такого генератора требуется соблюдение определенных условий. Условиями самовозбуждения генератора постоянного тока являются: а) наличие поля остаточного магнетизма в сердечниках полюсов и станине машины; б) правильное подключение обмотки возбуждения к зажимам якоря, при котором создаваемое током возбуждения магнитное поле поддерживает поле остаточного магнетизма (см. рис. 7.5).

При этих условиях возникнет процесс самовозбуждения генератора и его напряжение будет постепенно нарастать, а с ним возрастать и ток возбуждения. Как видно из рис. 7.6, в процессе самовозбуждения генератора э. д. с. e якоря нарастает по кривой *1*, а падение напряжения в цепи возбуждения $i_ш(r_ш + \rho)$ — по прямой *2*. Поэтому когда э. д. с. якоря $e > i_ш(r_ш + \rho)$, происходит процесс самовозбуждения генератора; когда же эта э. д. с. $e = E = I_ш(r_ш + \rho)$, данный процесс заканчивается. Пределом этого является точка a пересечения прямой *2* с кривой *1* (см. рис. 7.6). Разность ординат между кривой *1* и прямой *2*

физически представляет собой переменную э. д. с. самоиндукции, индуцируемую в обмотке возбуждения от нарастания ее потока при самовозбуждении машины. Из рис. 7.6 видно, что

$$\operatorname{tg}\alpha = Aa/OA = qE/(kI_{\text{ш}}) = (q/k)(r_{\text{ш}} + \rho) \equiv (r_{\text{ш}} + \rho), \qquad (7.1)$$

где $r_{\text{ш}}$ — омическое сопротивление обмотки возбуждения, Ом; ρ — добавочное сопротивление в ее цепи в виде регулируемого реостата, Ом; k и q — масштабы э. д. с. якоря и тока возбуждения.

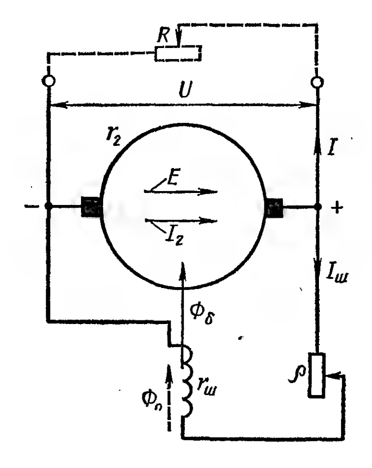


Рис. 7.5. Схема генератора параллельного возбуждения

Рис. 7.6. К процессу самовозбуждения генератора

Как показывает уравнение (7.1), угол наклона указанной прямой зависит от величины общего сопротивления цепи возбуждения ($r_{\text{ш}} + \rho$). Чем меньше это сопротивление, тем при бо́льшем напряжении заканчивается процесс самовозбуждения машины, и наоборот.

Характеристику холостого хода генератора параллельного возбуждения можно снять опытным путем при независимом возбуждении. В этом случае обмотка возбуждения генератора отключается от зажимов якоря и временно включается на посторонний источник подходящего напряжения. Эта характеристика имеет вид, аналогичный кривой, изображенной на рис. 7.2.

Что касается нагрузочных характеристик генератора параллельного возбуждения, то практически они имеют вид, аналогичный кривым, изображенным на рис. 7.3, и здесь не рассматриваются.

Внешняя характеристика генератора. Внешняя характеристика генератора параллельного возбуждения представляет собой графически изображенную зависимость напряжения на его зажимах от тока якоря при постоянных значениях скорости вращения и сопротивления цепи возбуждения ($n = \text{const}$; $r_{\text{ш}} + \rho = \text{const}$):

$$U = f(I_2).$$

Эту внешнюю характеристику можно снять опытным путем или же построить графически по характеристике холостого хода при каком-либо заданном сопротивлении цепи возбуждения. На рис. 7.7 показано построение внешней характеристики этого генератора при постоянном значении $\text{tg}\alpha \equiv r_ш + \rho$. Пусть на левой стороне рис. 7.7 ордината $U = Oh$ представляет собой номинальное напряжение на зажимах машины при полном токе якоря $I_2 = OC$. Проводя горизонталь

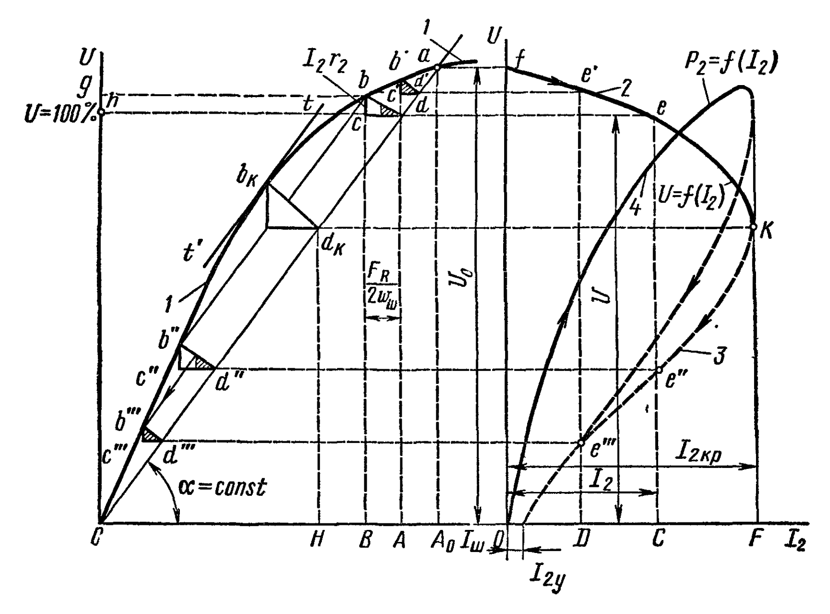


Рис. 7.7. Построение внешней характеристики генератора параллельного возбуждения

через точку h до точки e, получим $U = Oh = Ce$. Затем на расстоянии $Og = U + I_2r_2$ проводим вторую горизонталь до пересечения ее с кривой *1* в точке b. Отрезок $bc = gh = I_2r_2$ будет выражать катет характеристического треугольника. Далее, откладывая от точки c вправо отрезок размагничивающей м. д. с. якоря в масштабе тока возбуждения $cd = F_R/(2w_ш)$, получим характеристический треугольник bcd. Тогда абсцисса OA будет представлять собой ток возбуждения генератора при нагрузке, обеспечивающий заданное напряжение на зажимах $U = Oh = Ad$. В этом случае линия падения напряжения при заданном сопротивлении цепи возбуждения $(r_ш + \rho) = \text{const}$ проходит из начала координат через точку d и пересекает характеристику холостого хода *1* в точке a. Ордината $A_0a = Of = U_0$ представляет собой напряжение генератора параллельного возбуждения при холостом ходе, когда внешняя нагрузка его отключена, а абсцисса $OA_0 = I_{ш0}$ — ток возбуждения в этом режиме. Таким образом, на правой стороне рис. 7.7 определились две точки внешней характеристики: точка f при токе якоря $I_2 = 0$ и точка e при номинальном токе якоря

$I_2 = OC$, которому соответствует характеристический треугольник bcd. Для построения верхней ветви внешней характеристики генератора нужно определить еще одну точку этой кривой, например точку e' при токе якоря $0,5I_2$. Для этой цели уменьшают вдвое стороны характеристического треугольника bcd. Полученный заштрихованный треугольник перемещают вверх по прямой Oa и вписывают его между ней и кривой *1*. Через точку d' проводят горизонталь до пересечения в точке e' с ординатой, соответствующей току якоря $0,5I_2 = OD$. Если соединить точки f, e' и e, то получится верхняя ветвь внешней характеристики генератора параллельного возбуждения при переходе от холостого хода к номинальному току якоря (кривая *2* на рис. 7.7). В этом случае напряжение на зажимах генератора уменьшается под влиянием: а) размагничивающего действия м. д. с. якоря на поле полюсов F_R; б) падения напряжения в омическом сопротивлении обмотки якоря и щеточных контактов от тока якоря I_2r_2, в) уменьшения тока возбуждения $I_ш$ вследствие снижения напряжения на зажимах под влиянием первых двух причин.

Так, на рис. 7.7 ток возбуждения при холостом ходе генератора $I_{ш0} = OA_0$, а при номинальной нагрузке $I_ш = OA$. В связи с убыванием тока возбуждения при уменьшении сопротивления внешней цепи (нагрузки) отдаваемый генератором ток достигает некоторого предельного критического значения в точке K. После этого дальнейшее уменьшение сопротивления нагрузки сопровождается не возрастанием, а убыванием тока якоря и напряжения на зажимах генератора (см. рис. 7.7). Следовательно, внешняя характеристика этого генератора имеет две ветви — верхнюю *2* и нижнюю *3*. Они показывают, что какому-либо току якоря могут соответствовать два значения напряжения на зажимах генератора: или на верхней, или на нижней ветви.

Для получения точек e'' и e''' нижней ветви *3* кривой внешней характеристики генератора нужно переместить вниз вдоль прямой Oa характеристический треугольник bcd в положение $b''c''d''$ и через точку d'' провести горизонталь до пересечения ее в точке e'' с ординатой Ce. Далее следует переместить вниз малый заштрихованный треугольник в положение $b'''c'''d'''$ и через точку d''' провести горизонталь до пересечения ее в точке e''' с ординатой De'.

Для определения критического тока якоря $I_{2кр}$ и точки K внешней характеристики проводят касательную tt' к кривой *1* характеристики холостого хода, параллельную прямой Oa, и через точку касания $b_к$ — прямую, параллельную гипотенузе характеристического треугольника, до пересечения с прямой Oa (отрезок $b_кd_к$). Ордината $Hd_к$ равна напряжению на зажимах генератора при критическом токе якоря. Величина критического тока якоря $I_{2кр} = OF = I_2[b_кd_к/(bd)] = OC[b_кd_к/(bd)]$ и кратность его по отношению к номинальному $I_{2кр}/I_2 = 1,4 \div 2,2$. Перенеся точку $d_к$ вправо на ординату, проведенную через точку F на оси абсцисс, находят точку K перегиба кривой внешней характеристики.

Устойчивая работа генератора параллельного возбуждения в отношении отдаваемой якорем мощности возможна только на верхней ветви *2* внешней характеристики его, на которой мощность якоря

$P_2 = UI_2$ постепенно возрастает с уменьшением сопротивления нагрузки до наибольшей величины при критическом токе якоря (кривая *4* на рис. 7.7). После этого при дальнейшем уменьшении указанного сопротивления нагрузки происходит переход на нижнюю ветвь *3* внешней характеристики и отдаваемая якорем мощность постепенно уменьшается до нуля при коротком замыкании его зажимов. В этом случае в цепи якоря протекает относительно небольшой ток установившегося короткого замыкания $I_{2у}$, вызванный э. д. с. якоря от поля остаточного магнетизма машины (см. рис. 7.7).

§ 7.3. Генератор смешанного возбуждения

На рис. 7.8 представлена принципиальная схема генератора постоянного тока смешанного возбуждения. Этот генератор является также машиной с самовозбуждением, у которой имеются две обмотки возбуждения: главная — параллельная и дополнительная — последовательная. Первая обмотка возбуждения присоединяется параллельно выходным зажимам генератора, а вторая — последовательно в цепь якоря. Условия самовозбуждения этого генератора не отличаются от рассмотренных выше для генератора параллельного возбуждения.

Назначением последовательной обмотки возбуждения в этом генераторе является компенсация падения напряжения в цепи якоря от его тока и размагничивающего действия м. д. с. якоря при номинальной нагрузке, с тем чтобы при переходе от холостого хода к полной нагрузке напряжение на зажимах генератора практически оставалось неизменным (рис. 7.9).

Основными характеристиками данного генератора являются характеристика холостого хода и внешняя характеристика. Первую ха-

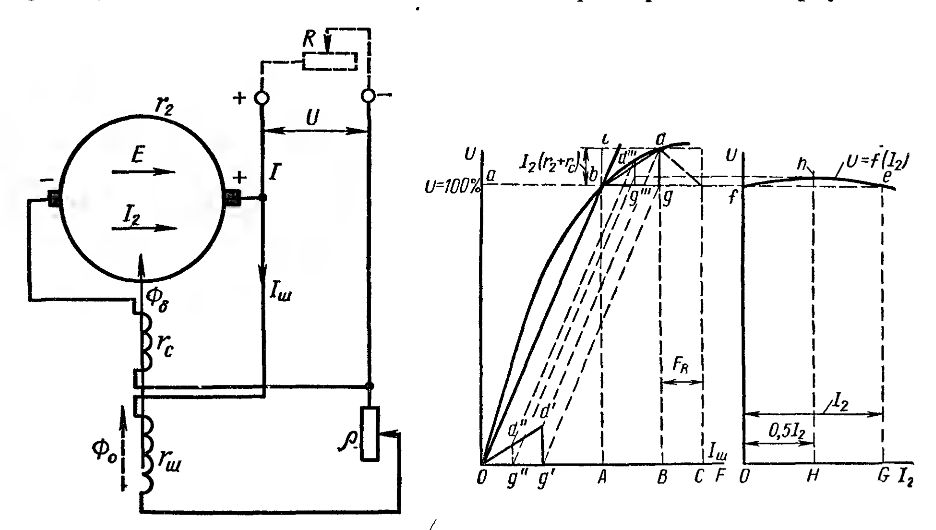


Рис. 7.8. Схема генератора смешанного возбуждения

Рис. 7.9. Построение внешней характеристики генератора смешанного возбуждения

рактеристику можно снять опытным путем при независимом возбуждении генератора.

Внешняя характеристика генератора. Внешняя характеристика генератора смешанного возбуждения представляет собой графически изображенную зависимость напряжения на его зажимах от тока якоря при постоянных значениях скорости вращения и сопротивления параллельной цепи возбуждения (n = const; $r_ш + \rho$ = const):

$$U = f(I_2).$$

Эту характеристику можно снять опытным путем или же построить графически по характеристике холостого хода при заданном сопротивлении параллельной цепи возбуждения. На рис. 7.9 показано построение внешней характеристики этого генератора. Пусть номинальное напряжение генератора $U = Oa = Ab = Ge$. При холостом ходе генератора необходимая м. д. с. параллельной обмотки возбуждения $F_ш = OA$, или в другом масштабе этот же отрезок выражает ее ток возбуждения $I_ш$. Сопротивление этой цепи ($r_ш + \rho$) пропорционально тангенсу угла bOA, а прямая Ob является линией падения напряжения в сопротивлении $I_ш(r_ш + \rho) = f(I_ш)$. По условию это сопротивление остается неизменным. Далее от точки b откладывают по вертикали вверх отрезок $bc = I_2(r_2 + r_c)$, представляющий собой падение напряжения в сопротивлении цепи якоря генератора от его тока, и проводят параллельно оси абсцисс линию до пересечения с характеристикой холостого хода в точке d. Отрезок Bd равен э. д. с. якоря при нагрузке генератора $E = Bd = Ab + bc = U + I_2(r_2 + r_c)$, где r_2 — сопротивление обмотки якоря и контактов щеток с коллектором, *Ом*; r_c — сопротивление последовательной обмотки возбуждения. Полученная добавочная м. д. с. AB возбуждения является частью м. д. с. последовательной обмотки возбуждения F_c, необходимой для компенсации падения напряжения в цепи якоря $I_2(r_2 + r_c)$.

Для получения всей м. д. с. последовательной обмотки F_c при полной нагрузке нужно учесть еще размагничивающую м. д. с. якоря $F_R = BC$. Тогда $F_c = AC = AB + BC$. При этом м. д. с. $F_c = 2w_c I_2$, где w_c — число витков последовательной обмотки возбуждения на полюс и I_2 — номинальный ток якоря. На рис. 7.9 штриховой линией изображен характеристический треугольник генератора. Для построения внешней характеристики генератора смешанного возбуждения откладывают в правой системе координат по оси абсцисс номинальный ток якоря $I_2 = OG$ и через точку G проводят вертикаль. Далее через точку a проводят горизонталь до пересечения ее в точке e с указанной вертикалью. Полученные точки f и e принадлежат внешней характеристике при холостом ходе и полной нагрузке соответственно (см. рис. 7.9).

Для получения третьей точки h этой кривой при токе якоря $0{,}5I_2 = OH$ переносят треугольник bdg параллельно самому себе в положение $Od'g'$. Полагая стороны этого треугольника пропорциональными току якоря, при токе $0{,}5I_2$ они вдвое меньше (треугольник $Od''g''$). Из точек d'' и g'' проводят линии, параллельные линии Ob, до пересечения: первую с характеристикой холостого хода в точке d''', вторую

с ординатой Dd''' в точке g'''. Отрезок Dg''' представляет собой напряжение на зажимах генератора при токе $OH = 0{,}5I_2$. Проводя через точку g''' горизонталь до пересечения с вертикалью, получим точку h внешней характеристики при этом токе. Соединяя плавно точки f, h и e, получим внешнюю характеристику генератора смешанного возбуждения $U = f(I_2)$ (см. рис. 7.9). Как показывает данная кривая, напряжение на зажимах этого генератора при неполной нагрузке получается несколько выше, чем при холостом ходе или полной нагрузке. Это объясняется тем, что гипотенуза треугольника bdg не совпадает с участком bd нелинейной части характеристики холостого хода генератора. Однако это превышение напряжения при неполной нагрузке обычно находится в пределах одного процента.

§ 7.4. Специальные генераторы постоянного тока

Специальные генераторы постоянного тока мощностью до нескольких десятков или сотен ватт имеют применение в различных системах автоматики, установках проводной и радиосвязи и некоторых других областях. Для вращения этих генераторов обычно применяется двигательный привод, но в некоторых передвижных установках встречается также и ручной или ножной привод.

Из специальных генераторов постоянного тока малой мощности указанного диапазона ниже рассматриваются электромашинные усилители мощности, тахогенераторы и радиогенераторы.

Электромашинные усилители мощности. Электромашинные усилители мощности в диапазоне мощностей от нескольких десятков до нескольких сотен ватт широко используются во многих отраслях техники, применяющих автоматические устройства для регулирования и управления различными исполнительными механизмами, производственными процессами и некоторыми специальными объектами. Назначением электромашинных усилителей в этих устройствах является управление относительно большими мощностями с помощью незначительной затраты мощности в управляющей обмотке усилителя.

В настоящее время в схемах автоматических устройств применяют два типа электромашинных усилителей мощности (ЭМУ): а) с поперечным полем, б) с продольным полем.

Принцип действия и устройство ЭМУ с поперечным полем. Электрическая машина постоянного тока в принципе может рассматриваться как усилитель мощности. На рис. 7.1 представлена схема генератора постоянного тока независимого возбуждения. К его обмотке возбуждения подводится от независимого источника постоянного тока небольшая мощность $P_1 = P_в = U_в I_в$, а от якоря отдается внешней нагрузке R относительно большая мощность $P_2 = UI_2$.

В этом случае генератор независимого возбуждения можно рассматривать как одноступенчатый усилитель мощности. Коэффициент усиления мощности

$$k_1 = P_2/P_1 = UI_2/(U_в I_в). \quad (7.2)$$

Увеличение отдаваемой мощности якорем генератора по отношению к подводимой к его обмотке возбуждения физически здесь происходит за счет механической энергии приводного двигателя, вращающего якорь генератора. В обычных генераторах постоянного тока мощностью в несколько сотен ватт потери на возбуждение составляют 8 ÷ 20% от полезной мощности, поэтому в этих генераторах коэффициент одноступенчатого усиления мощности $k_1 = 5 \div 12$.

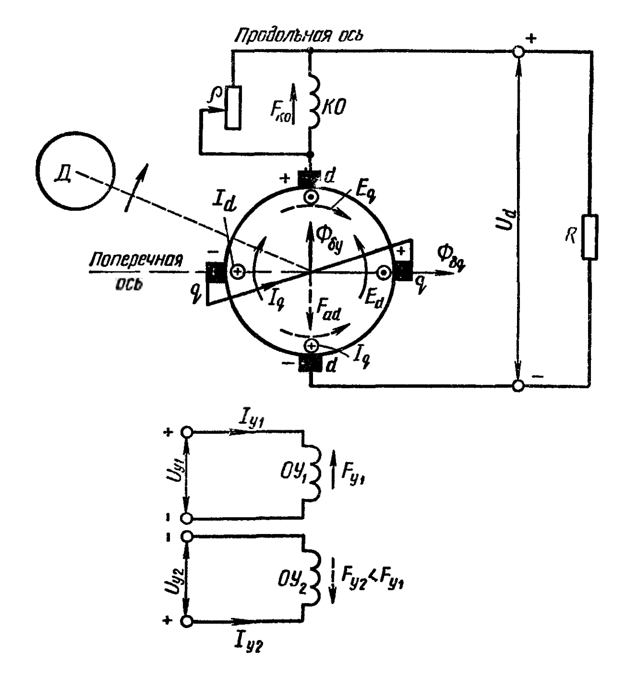


Рис 7 10 Схема ЭМУ с поперечным полем

При работе генератора постоянного тока под нагрузкой якорь создает магнитное поле $Ф_{δq}$, направленное по линии щеток (см. рис. 7.1). Если замкнуть цепь этих щеток накоротко, а на коллекторе перпендикулярно им поставить еще одну пару щеток, то с помощью последних можно снимать с коллектора э. д. с., индуцируемую в обмотке якоря его поперечным полем При таком устройстве машины получается возможность двухступенчатого усиления мощности, что и имеет место в ЭМУ с поперечным полем. Следовательно, этот усилитель в принципе представляет собой совмещение двух генераторов постоянного тока с независимым возбуждением в общей магнитной системе и одном якоре, что и создает возможность двухступенчатого усиления мощности (рис. 7.10). Первая ступень — обмотка возбуждения — короткозамкнутая цепь поперечных щеток якоря; вторая ступень — цепь поперечных щеток якоря — цепь продольных щеток. На рис. 7.10 представлена принципиальная схема ЭМУ с поперечным полем. В этой схеме

$OУ_1$ и $OУ_2$ — обмотки управления, *КО* — компенсационная обмотка, q — q — поперечные щетки, цепь которых замкнута накоротко, d—d — продольные, или рабочие, щетки, $\Phi_{\delta у}$ — результирующее поле управляющих обмоток $OУ_1$ и $OУ_2$, $\Phi_{\delta q}$ — поперечное поле якоря, создаваемое током I_q короткозамкнутой цепи поперечных щеток. Главным полезным магнитным полем в этом усилителе является поперечное поле $\Phi_{\delta q}$ якоря, что и определяет название этой машины «ЭМУ с поперечным полем».

В зависимости от области применения ЭМУ нагрузкой его может быть цепь возбуждения какого-либо генератора, исполнительный электродвигатель постоянного тока и др. Так как ЭМУ большей частью используются в схемах автоматических устройств, где они обычно возбуждаются разностью двух или более м. д. с. от нескольких сигналов, то на полюсах ЭМУ предусматриваются две или более отдельные обмотки управления. Все эти обмотки действуют по продольной оси машины.

Принцип действия ЭМУ с поперечным полем по схеме, изображенной на рис. 7.10, следующий. При включении сигналов (токов) в обмотки управления усилителя по продольной оси его полюсов устанавливается результирующее поле управления $\Phi_{\delta у}$. При вращении якоря в цепи поперечных щеток q—q от пересечения проводниками его обмотки поля управления индуцируется э. д. с. (В), определяемая формулой (4.2):

$$E_q = (pn/60)(N_2/a)\,\Phi_{\delta у}. \qquad (7.3)$$

При замкнутой накоротко цепи этих щеток ток (А)

$$I_q = E_q/r_2, \qquad (7.4)$$

где N_2 — число проводников обмотки якоря; a и p — число пар параллельных ветвей и пар полюсов машины; n — скорость вращения якоря, об/мин; $\Phi_{\delta у}$ — магнитное поле управления, Вб; r_2 — омическое сопротивление обмотки якоря и переходных контактов щеток и коллектора, Ом.

Далее, от пересечения поперечного поля $\Phi_{\delta q}$ проводниками обмотки якоря в цепи продольных щеток индуцируется э. д. с. (В):

$$E_d = (pn/60)(N_2/a)\,\Phi_{\delta q}. \qquad (7.5)$$

При включении в цепь продольных щеток усилителя нагрузки в ней возникнет ток I_d; выходное напряжение (В) на зажимах усилителя

$$U_d = E_d - I_d(r_2 + r'_к), \qquad (7.6)$$

а величина тока (А)

$$I_d = U_d/R, \qquad (7.7)$$

где $r'_к$ — результирующее омическое сопротивление компенсационной обмотки и шунтирующего ее реостата, Ом.

Из рис. 7.10 видно, что в цепь продольных щеток последовательно включается компенсационная обмотка *КО* для компенсации м. д. с.

якоря, возникающей от продольного тока I_d. М. д. с. якоря F_{ad} от этого тока направлена по продольной оси полюсов навстречу результирующей м. д. с. управляющих обмоток и может уничтожить поле управления $\Phi_{\delta y}$, если не будет скомпенсирована м. д. с. компенсационной обмотки $F_{к.о}$. Для возможности регулирования степени компенсации м.д.с. якоря компенсационной обмоткой последняя делается несколько усиленной и шунтируется регулируемым омическим сопротивлением ρ (см. рис. 7.10).

Коэффициент усиления мощности ЭМУ с поперечным полем можно выразить следующим образом:

для первой ступени усиления мощности

$$k_1 = P_q/P_у = E_q I_q/(U_у I_у), \quad (7.8)$$

для второй ступени

$$k_2 = P_d/P_q = U_d I_d/(E_q I_q), \quad (7.9)$$

общий

$$k = k_1 k_2 = (P_q/P_у)(P_d/P_q) = P_d/P_у = U_d I_d/(U_у I_у). \quad (7.10)$$

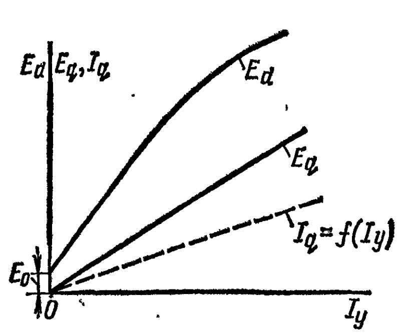


Рис. 7.11. Характеристики холостого хода ЭМУ с поперечным полем

Для малых ЭМУ с поперечным полем общий коэффициент усиления мощности достигает $k = 8000 \div 20000$.

В конструктивном отношении малые ЭМУ с поперечным полем мощностью менее 1000 Вт выполняются в одном корпусе с приводным электродвигателем постоянного или переменного тока. Якорь ЭМУ не отличается от якоря обычной машины постоянного тока; магнитная же система его выполняется шихтованной в виде пакета из листовой электротехнической стали с пазами в полюсных наконечниках для размещения в них компенсационной обмотки и обмотки добавочных полюсов. Применение шихтованной конструкции магнитной системы ЭМУ вызывается стремлением уменьшить вихревые токи в ней при переходных режимах работы и удобством технологии изготовления полюсов с пазами путем штамповки их вместе со станиной из листовой стали.

Оси обмоток управления, компенсационной и добавочных полюсов совпадают с осью главных полюсов машины. На рис. 7.11 представлены характеристики холостого хода продольной и поперечной цепей якоря. Они представляют собой графически изображенные зависимости выходной э. д. с. разомкнутой продольной цепи якоря от тока управления $E_d = f(I_у)$ при замкнутой накоротко его поперечной цепи и э. д. с. разомкнутой поперечной цепи от того же тока $E_q = f(I_у)$ при постоянной скорости вращения в обоих случаях и соответственно $I_d = 0$ и $I_q = 0$.

При работе ЭМУ с поперечным полем и нагрузке в обмотке якоря одновременно протекают два тока — поперечный I_q и продольный I_d. В двух четвертях обмотки эти токи совпадают по направлению, а в

двух других — противоположны друг другу, поэтому результирующий ток (А) якоря, определяющий потери в этой обмотке,

$$I = \sqrt{0,5\,(I_d + I_q)^2 + 0,5\,(I_d - I_q)^2} = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}\,. \qquad (7.11)$$

На рис. 7.12 представлены внешние характеристики ЭМУ при разной степени компенсации м. д. с. якоря от продольного тока I_d м. д. с. компенсационной обмотки. Эти кривые представляют собой графически изображенные зависимости выходного напряжения на зажимах ЭМУ от продольного тока $U_d = f(I_d)$ при n = const и $I_у$ = const.

Для изменения степени компенсации м. д. с. от продольного тока якоря ЭМУ F_{ad} необходимо изменять величину сопротивления ρ, шунтирующего компенсационную обмотку (см. рис. 7.10). При увеличении этого сопротивления ток в компенсационной обмотке возрастет и степень компенсации его м.д.с. якоря станет больше. В случае уменьшения указанного сопротивления картина получается обратной.

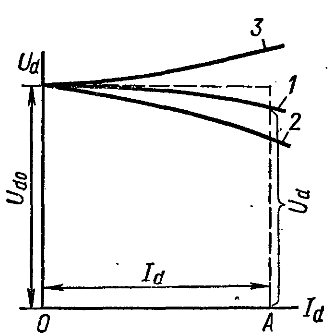


Рис. 7.12. Внешние характеристики ЭМУ при разной степени компенсации м. д. с. якоря:

1 — компенсация ($F_{к.о} = F_{ad}$); 2 — недокомпенсация ($F_{к.о} < F_{ad}$); 3 — перекомпенсация ($F_{к.о} > F_{ad}$)

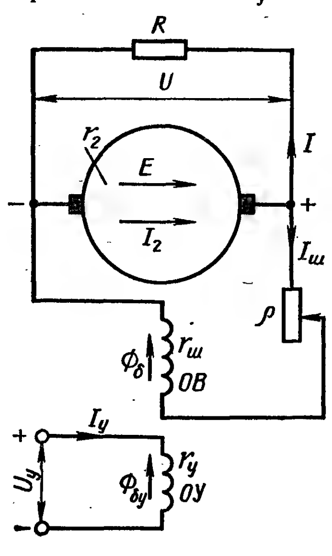


Рис. 7.13. Схема одноступенчатого ЭМУ с продольным полем

П р и н ц и п д е й с т в и я и у с т р о й с т в о Э М У с п р о д о л ь н ы м п о л е м. В некоторых автоматических устройствах встречаются в качестве одного из элементов схемы одноступенчатые ЭМУ с продольным полем. В принципе такой усилитель представляет собой генератор постоянного тока с параллельным возбуждением с критическим сопротивлением в этой цепи и дополнительной управляющей обмоткой независимого возбуждения, расположенной на полюсах вместе с параллельной обмоткой (рис. 7.13). В этом ЭМУ параллельная обмотка возбуждения *ОВ* является главной, создающей основное поле

Φ_δ, а обмотка управления *ОУ* — вспомогательной, создающей поле управления $\Phi_{\delta y}$. Оба эти поля совпадают с продольной осью полюсов машины, что и определяет название ее «ЭМУ с продольным полем».

Величина м. д. с. F_y управляющей обмотки в ЭМУ обычно составляет $5 \div 10\%$ от общей м.д.с. двух обмоток возбуждения.

Общее омическое сопротивление цепи главной параллельной обмотки возбуждения ЭМУ ($r_ш + \rho$) выбирается равным или большим так

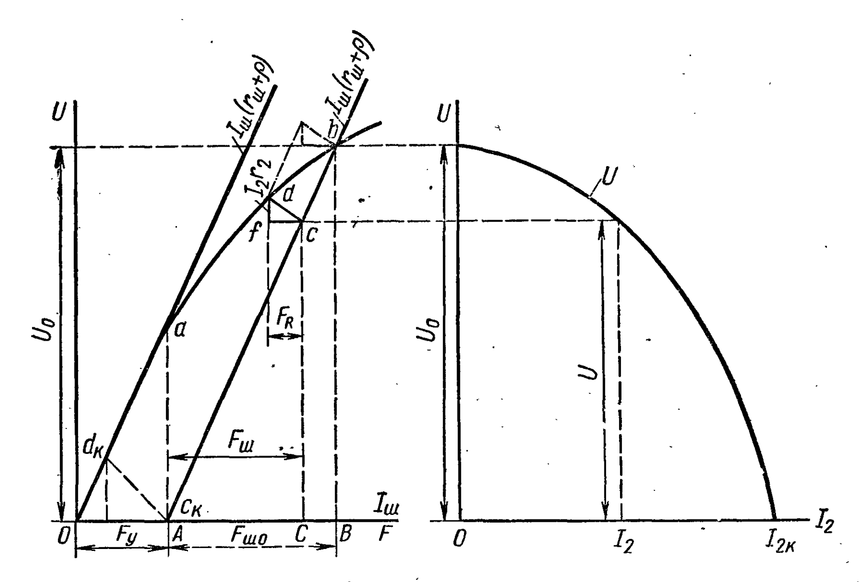


Рис. 7.14. Характеристики холостого хода и внешняя ЭМУ с продольным полем

называемого критического. Под критическим сопротивлением здесь понимается такое сопротивление, при котором линия падения напряжения в нем от тока возбуждения $I_ш(r_ш + \rho) = f(I_ш)$ является касательной к характеристике холостого хода машины в начале координат (рис.7.14). В связи с этим при отсутствии сигнала (тока) в обмотке управления машина не может самовозбуждаться.

На рис. 7.14 представлены характеристика холостого хода и внешняя характеристика ЭМУ с продольным полем. Внешняя характеристика этого ЭМУ представляет собой графически изображенную зависимость выходного напряжения на зажимах от тока якоря $U = f(I_2)$ при $n = \text{const}$; $(r_ш + \rho) = \text{const}$ и $I_y = \text{const}$.

В целях уменьшения влияния вихревых токов на процессы нарастания выходного напряжения при включении сигнала в управляющую обмотку и снижения остаточного магнетизма магнитная система этого ЭМУ должна выполняться шихтованной из листовой электротехнической стали. Вместе с этим для уменьшения остаточного магнетизма нужно воздушный зазор между якорем и полюсами делать несколько увеличенным.

Работа ЭМУ с продольным полем представляется в следующем виде. При включении сигнала (тока) в управляющую обмотку ЭМУ ее м.д.с. $F_у = OA$ (см. рис. 7.14) создает на зажимах якоря э.д. с. Aa. Под влиянием этой э.д.с. в цепи параллельной обмотки возбуждения возникает ток и в машине начнется процесс самовозбуждения. Нарастающая м. д. с. главной обмотки возбуждения $F_ш$ складывается с постоянной м.д.с. управляющей обмотки $F_у$, в результате чего на зажимах якоря произойдет нарастание напряжения. Пока э.д.с. якоря больше падения напряжения в сопротивлении цепи главной обмотки возбуждения $e > i_ш(r_ш + \rho)$, напряжение на зажимах якоря возрастает. Когда эта э.д.с. станет равна указанному падению напряжения $E = I_ш(r_ш + \rho)$, процесс самовозбуждения машины закончится. Окончание этого процесса определяется точкой пересечения характеристики холостого хода $U = f(I_ш)$ и прямой падения напряжения в сопротивлении цепи возбуждения $I_ш(r_ш + \rho) = f(I_ш)$. Для нахождения этой точки на кривой $U = f(I_ш)$ следует линию $I_ш(r_ш + \rho)$ перенести параллельно самой себе из точки O в точку A, так как м.д.с. главной и управляющей обмоток складываются. После этого точка b на характеристике холостого хода и будет отвечать окончанию процесса самовозбуждения ЭМУ. При этом ордината Bb равна выходному напряжению ЭМУ при холостом ходе, а абсцисса AB — току возбуждения в этом режиме. При включении нагрузки R в цепь якоря напряжение на его зажимах уменьшится под влиянием трех причин: падения напряжения в сопротивлении цепи якоря I_2r_2, размагничивающего действия м.д.с. якоря F_R и уменьшения тока возбуждения вследствие снижения напряжения под влиянием первых двух причин. На рис. 7.14 представлен характеристический треугольник cdf, вписанный между кривой и прямой и выражающий влияние на напряжение первых двух причин. В результате выходное напряжение ЭМУ при нагрузке определяется ординатой Cc, а ток возбуждения — абсциссой AC.

Если выключить ток управляющей обмотки ЭМУ, то точка A на рис. 7.14 передвинется вместе с линией падения напряжения $I_ш(r_ш + \rho)$ в точку O и выходное напряжение машины исчезнет.

Коэффициент усиления мощности ЭМУ с продольным полем

$$k = P_2/P_у = UI_2/(I_у^2 r_у),$$

где U и I_2 — соответственно выходное напряжение и отдаваемый ток ЭМУ, В и А; $I_у$ — ток управляющей обмотки, А; $r_у$ — омическое сопротивление данной обмотки, Ом.

Величина этого коэффициента в малых ЭМУ с продольным полем может достигать порядка 1000 ÷ 2000 и выше.

Тахогенераторы. Под тахогенераторами понимаются электрические машины, позволяющие определять или измерять скорость вращения какого-либо вала с помощью напряжения этого генератора, пропорционального скорости вращения. Тахогенераторы постоянного тока конструктивно представляют собой коллекторные генераторы независимого возбуждения (рис. 7.15) или с возбуждением постоянными магнитами (рис. 7.16).

Тахогенераторы предназначаются для измерения скорости вращения какого-либо вала; участия в вычислительных операциях в электрических схемах счетно-решающих устройств; выработки ускоряющих или успокаивающих сигналов в схемах автоматической отработки, как, например, в синхронно-следящих системах малой мощности, схемах обратной связи по скорости и некоторых других устройствах.

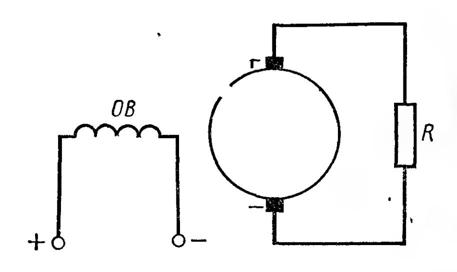


Рис. 7.15 Схема тахогенератора независимого возбуждения

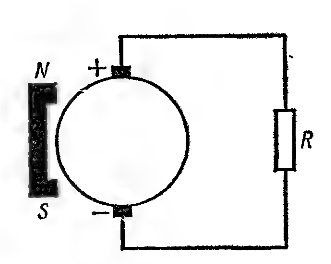


Рис. 7.16. Схема тахогенератора с постоянными магнитами

Основными требованиями в отношении точности работы тахогенераторов являются обеспечение линейной зависимости выходного напряжения от скорости вращения $U = f(n)$, минимум пульсаций напряжения на коллекторе и малое влияние на указанную зависимость изменения температуры окружающей среды и сопротивления нагрузки.

На рис. 7.17 представлены характеристики тахогенератора $U = f(n)$ при разных сопротивлениях нагрузки. Этой нагрузкой является обычно омическое сопротивление измерительного прибора. Из рисунка видно, что чем меньше сопротивление нагрузки, тем больше отклонение напряжения от линейной зависимости с возрастанием скорости вращения. Основными причинами нарушения линейной зависимости выходного напряжения генератора от скорости вращения являются реакция якоря и падение напряжения в сопротивлении якоря и щеточном контакте, возрастающие с увеличением тока нагрузки. Следовательно, для повышения точности работы тахогенератора сопротивление нагрузки должно быть как можно больше. Диапазон измеряемых скоростей вращения тахогенераторами постоянного тока обычно составляет 0 ÷ 10 000 об/мин.

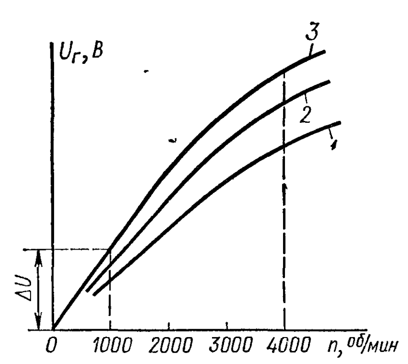


Рис 7 17 Характеристики тахогенератора при нагрузках:
1 — R = 2000 Ом, 2 — R = 5000 Ом; 3 — 10 000 Ом

Важной величиной для оценки свойств тахогенератора является также крутизна прямой выходного напряжения в зависимости от ско-

рости вращения $U = f(n)$. Под крутизной выходного напряжения понимается число вольт, приходящееся на 1000 об/мин. В малых тахогенераторах постоянного тока специального назначения эта величина обычно составляет 3 ÷ 5 В и более на 1000 об/мин, в тахогенераторах общего применения — 50 ÷ 100 В и более.

Для уменьшения температурного влияния на крутизну характеристики выходного напряжения тахогенератора его магнитная система при независимом возбуждении делается сильно насыщенной. В этом случае при относительно широком изменении тока в обмотке возбуждения вследствие изменения ее сопротивления под влиянием температуры магнитное поле генератора изменяется незначительно.

В тахогенераторах с возбуждением постоянными магнитами изменения температуры окружающей среды оказывают меньшее влияние на величину магнитного поля магнитов.

В зависимости от технических требований в отношении получения необходимой точности работы тахогенераторов постоянного тока в них применяют три типа исполнения якорей: обыкновенный пазовый, беспазовый гладкий и полый бескаркасный. В первом случае обмотку якоря укладывают в его пазы, как в обычной машине постоянного тока, и воздушный зазор между полюсами и якорем делают минимальным. При малогабаритном исполнении тахогенератора с пазовым якорем возбуждение его обычно осуществляется от кольцевого постоянного магнита (см. рис. 1.9, *в*).

В случае беспазового гладкого якоря обмотка его из круглого провода укладывается тонким слоем на поверхности стального шихтованного цилиндра и приклеивается к нему специальным лаком, образуя с ним одно целое. При таком исполнении якоря воздушный зазор между его ферромагнитной поверхностью и полюсами получается относительно повышенным из-за слоя медной обмотки. Это при прочих равных условиях с пазовым якорем сопровождается некоторым увеличением габаритов постоянных магнитов. Однако положительным фактором в этом случае является отсутствие зубцовых пульсаций в выходном напряжении тахогенератора.

Наконец, полый бескаркасный якорь применяют в малогабаритных тахогенераторах постоянного тока. Его обмотка из круглого медного изолированного провода образует тонкостенный, пропитанный специальной смолой полый медный цилиндр с дном с одной стороны из изоляционного материала. К этому дну прикрепляют коллектор, к пластинам которого припаивают концы секций обмотки, пропитанной смолой. Втулку коллектора насаживают на тонкий вал, который проходит внутри цилиндра по всей его длине до заднего подшипникового щита. Возбуждение тахогенератора с полым якорем обычно производится от кольцевого постоянного магнита (см. рис. 1.9, *в*). В этом случае внутрь полого якоря вставляется ферромагнитный полый цилиндр в качестве магнитопровода для замыкания поля кольцевого магнита. Воздушный зазор между внутренней поверхностью кольцевого магнита и магнитопроводом, в котором вращается полый якорь, здесь получается несколько больше, чем при гладком беспазовом якоре. Достоинством полого бескаркасного якоря является его малая механичес-

кая инерционность, отсутствие в выходном напряжении тахогенератора зубцовых и якорных пульсаций и улучшенные условия коммутаций благодаря малому значению индуктивности обмотки якоря.

Весьма существенным в конструкции и рабочих свойствах тахогенератора является применение средств для уменьшения величины пульсаций выходного напряжения. Как показывают осциллограммы напряжения на зажимах машин постоянного тока, действительно это напряжение не является постоянным во времени, а характеризуется определенными пульсациями. В общем случае различают скоростные, якорные, зубцовые и коллекторные пульсации напряжения на зажимах машины постоянного тока.

Основной причиной скоростных пульсаций выходного напряжения тахогенератора постоянного тока является изменение скорости вращения якоря, а причинами якорных пульсаций его — периодические изменения длины воздушного зазора между внутренней поверхностью полюсов и поверхностью якоря при вращении последнего вследствие возможного эксцентриситета якоря или нецилиндричности его поверхности и др.

Причиной зубцовых пульсаций этого напряжения является периодическое изменение магнитной проводимости воздушного зазора между полюсами и зубчатым якорем при вращении последнего относительно их. Коллекторные пульсации выходного напряжения тахогенератора возникают вследствие вибрации щеток на коллекторе, периодического изменения числа секций в одной параллельной ветви обмотки якоря из-за замыкания части их щетками накоротко в процессе коммутации тока и др.

Якорные пульсации напряжения тахогенератора имеют низкую частоту $f_а=2n/60$ (Гц), а коллекторные—высокую $f_к=Kn/60$ (Гц), где n — скорость вращения якоря, об/мин; K — число коллекторных пластин.

При проектировании и изготовлении тахогенераторов постоянного тока стремятся применять необходимые средства, уменьшающие влияние перечисленных выше причин на выходное напряжение машины.

Радиогенераторы. Радиогенераторы постоянного тока мощностью менее 1000 Вт обычно строят двухколлекторными с двумя рабочими обмотками низшего и высшего напряжения в общих пазах якоря. Низшее напряжение 15 В предназначается для питания цепей накала, а высшее 450, 750 ÷ 1500 В — для питания анодных и сеточных цепей радиоэлектронных устройств. Эти генераторы имеют закрытое исполнение и двух- или четырехполюсную магнитную систему с параллельным возбуждением от коллектора низшего напряжения (рис. 7.18). Для уменьшения пульсаций напряжений на коллекторах якорь радиогенератора выполняют обычно со скошенными пазами. В этих генераторах обязательно предусматриваются защита и экранировка электрических частей для ограничения радиопомех, создаваемых генераторами при работе. Регулирование напряжения в малых радиогенераторах стационарных установок обычно не применяется.

Радиогенераторы мощностью более 1000 Вт строят с двумя самостоятельными якорями и отдельными магнитными системами, располо-

женными в общем корпусе. В этом случае магнитная система якоря низшего напряжения имеет параллельное возбуждение от зажимов этого якоря; высоковольтная система получает независимое возбуждение от того же якоря. Напряжения обоих якорей могут регулироваться независимо друг от друга реостатами в цепях возбуждения.

Приводом радиогенераторов обычно служат двигатели внутреннего сгорания. Однако встречаются двухколлекторные радиогенераторы с ручным или ножным приводом. Они предназначаются в качестве одного из источников питания передвижных или переносных радиостанций малой мощности или для питания аварийной малой радиостанции

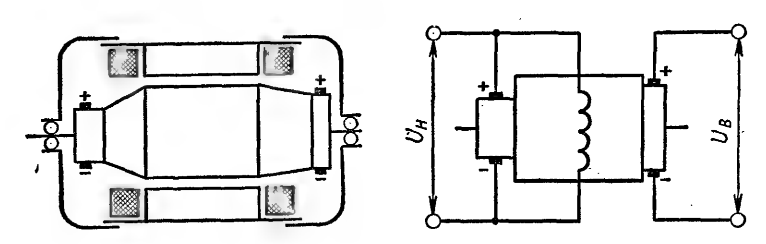


Рис. 7.18. Схемы конструкции и соединения обмоток радиогенератора

самолета. Мощность этих генераторов составляет 10 ÷ 40 Вт при низшем напряжении 2,5; 5 и 15 В и высшем напряжении 220, 300 и 450 В. Вращение их со скоростью 4000 ÷ 7000 об/мин осуществляется или с помощью ручного привода с редуктором со скоростью 70 ÷ 90 об/мин, или же ножного привода с помощью педалей, подобно велосипедному устройству.

Для поддержания постоянства напряжения на зажимах при неравномерном вращении рукоятки или педалей применяется в данном генераторе регулятор напряжения вибрационного типа. Помимо регулятора напряжения в схеме радиогенератора с ручным приводом предусматриваются также фильтры на зажимах коллекторов низшего и высшего напряжений для подавления радиопомех.

По своим рабочим свойствам радиогенераторы постоянного тока со стороны низшего напряжения подобны генераторам параллельного возбуждения, а со стороны высшего напряжения — генераторам независимого возбуждения.

ГЛАВА VIII

ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 8.1. Общие замечания

Для преобразования в машине постоянного тока электрической энергии в механическую нужно через якорь и обмотку возбуждения ее пропустить ток от какого-либо источника этой энергии. В этом слу-

час машина будет работать электродвигателем. Вращение якоря двигателя обусловливается взаимодействием тока в обмотке якоря с магнитным полем полюсов. Это взаимодействие у генератора образует тормозящий электромагнитный момент, который преодолевается вращающим моментом соединенного с ним приводного двигателя; у двигателя оно дает электромагнитный вращающий момент, преодолевающий нагрузочный момент на валу. Следовательно, если у генератора и двигателя токи в якорях и обмотках возбуждения полюсов будут иметь соответственно одинаковое направление, то направления вращения их прямо противоположны. Чтобы изменить направление вращения якоря двигателя, необходимо изменить направление тока или в якоре, или в обмотке возбуждения полюсов. При одновременном изменении направления тока и в якоре и в полюсах направление вращения двигателя не изменится.

При вращении якоря двигателя в магнитном поле в его обмотке индуцируется э. д. с., которая направлена противоположно току в якоре, а следовательно, и напряжению на щетках. Ввиду этого ее называют обычно *противо-э. д. с.* Напряжение на щетках U должно уравновешивать эту э. д. с. E и падение напряжения I_2r_2 в омическом сопротивлении обмотки якоря и переходном сопротивлении контактов щеток и коллектора. Эти соотношения представляются в следующем виде:

для генератора

$$U = E - I_2r_2, \quad U < E, \quad I_2 = (E - U)/r_2;$$

для двигателя

$$U = E + I_2r_2, \quad U > E, \quad I_2 = (U - E)/r_2.$$

Потребляемый двигателем ток от источника определяется отношением небольшой разности между приложенным напряжением U и противо-э. д. с. E якоря к сопротивлению r_2 цепи якоря. Причем, согласно уравнению (4.2), эта э. д. с. пропорциональна скорости вращения якоря n. Она служит регулятором потребляемого тока двигателем: с увеличением механической нагрузки на его валу скорость вращения якоря уменьшается и с ней убывает противо-э. д. с., а ток якоря возрастает согласно уравнению $I_2 = (U - E)/r_2$. При уменьшении нагрузки на валу двигателя происходит обратное явление.

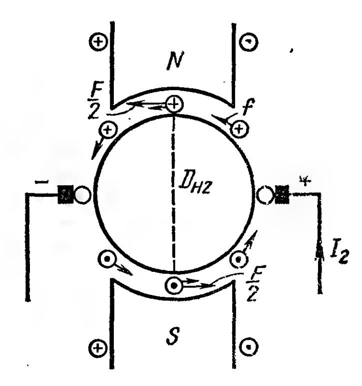


Рис. 8.1. К выводу вращающего момента двигателя

Вращающий момент двигателя постоянного тока получается вследствие взаимодействия тока якоря с полем полюсов (рис. 8.1). Направление механической силы от этого взаимодействия на рис. 8.1 определяется правилом левой руки. Если ток в проводнике якоря i_a(А), активная длина проводника l_0 (см) и индукция в воздушном зазоре под полюсом

B_δ (Т), то сила (Н), действующая на проводник,

$$f = B_\delta l_0 i_a \cdot 10^{-2}. \qquad (8.1)$$

Механическая сила, действующая на все активные проводники под всеми одноименными полюсами,

$$F/2 = f\,[N_2/(\pi D_{н2})]\, b_0 p = B_\delta\, b_0 l_0\, [N_2/(\pi D_{н2})]\, p\, [I_2/(2a)] \cdot 10^{-2}. \qquad (8.2)$$

Электромагнитный вращающий момент (Н·м или Дж) двигателя, согласно рис 8 1,

$$M' = (F/2)\, D_{н2} \cdot 10^{-2} = [N_2/(2\pi)]\,(p/a)\,\Phi_\delta I_2, \qquad (8\ 3)$$

где $\Phi_\delta = B_\delta b_0 l_0 \cdot 10^{-4}$ выражен в Вб, B_δ — в Т, b_0 и l_0 — в см.

Обычно в малых двигателях вращающий момент удобнее выражать в ньютоно-сантиметрах, тогда электромагнитный вращающий момент двигателя (Н·см)

$$M = M' \cdot 10^2 = c_M \Phi_\delta I_2, \qquad (8.4)$$

где $c_M = (N_2/2\pi)(p/a)10^2$.

Так как по (4.2) противо-э. д. с. якоря $E = (pn/60)(N_2/a)\,\Phi_\delta$, то, выражая в уравнении (8.4) магнитное поле Φ_δ через э. д. с. якоря, получим другую формулу для электромагнитного момента двигателя (Н·см):

$$M = EI_2 \cdot 10^2/\omega, \qquad (8\ 5)$$

где $\omega = 2\pi n/60$ — угловая скорость вращения якоря, рад/с.

§ 8.2. Двигатели параллельного возбуждения

Пуск в ход двигателя. На рис 8 2 представлена принципиальная схема включения двигателя постоянного тока параллельного возбуждения, где $R_п$ — пусковой реостат в цепи якоря и ρ — регулировочный реостат в цепи возбуждения. Пусковой реостат $R_п$ в схеме (рис. 8 2) применяется только при пуске в ход двигателя мощностью свыше 400 ÷ 600 Вт для ограничения пускового тока в первый момент включения, когда при неподвижном якоре противо-э д с его E еще равна нулю, а омическое сопротивление r_2 сравнительно невелико.

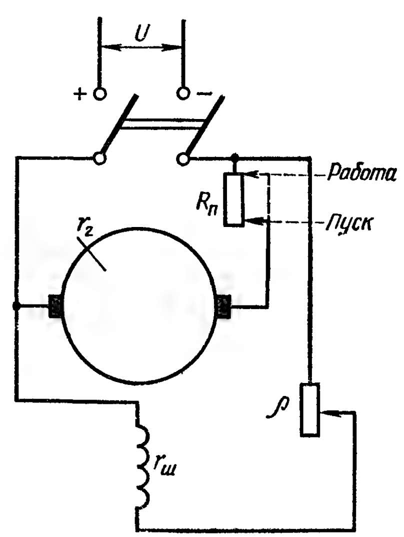


Рис 8 2. Схема включения двигателя параллельного возбуждения

Так как при включении в период пуска в цепь якоря реостата $R_п$ напряжение на зажимах якоря значительно понижается вследствие падения напряжения в этом сопротивлении от пускового тока, то цепь возбуждения двигателя нужно включать не на зажимы якоря, а на полное напряжение сети до пу-

скового реостата (см. рис. 8.2). Тогда при выведенном сопротивлении ρ в этой цепи ток возбуждения и магнитное поле полюсов будут максимальными, что обеспечит наибольший пусковой момент двигателя [см. уравнение (8.4)].

При пуске двигателя в ход ток якоря с течением времени сначала возрастает, а затем уменьшается до установившегося рабочего значения I_2 (рис. 8 3). При этом скорость вращения якоря в период пуска постепенно нарастает и достигает своего установившегося значения при токе его I_2. Величина этого тока (А) при вращении якоря

$$I_2 = (U - E)/r_2 = \varepsilon U/r_2, \qquad (8.6)$$

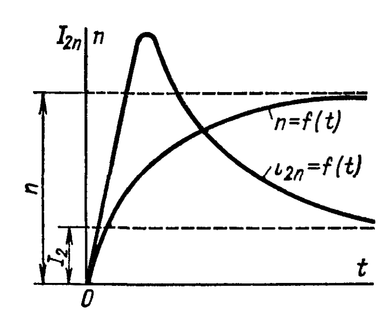


Рис. 8 3 Процесс пуска двигателя постоянного тока

где $\varepsilon = (U - E)/U = I_2r_2/U$ — относительное падение напряжения в цепи якоря, при этом $r_2 = r'_2 + r_щ$(Ом), здесь r'_2 — омическое сопротивление обмотки якоря; $r_щ$ — переходное сопротивление контактов щеток и коллектора. В малых двигателях параллельного возбуждения мощностью до нескольких десятков или сотен ватт обычно $\varepsilon \approx 0{,}10 \div 0{,}30$, при больших мощностях двигателей $\varepsilon < 0{,}10$.

При неподвижном якоре двигателя э. д. с. его $E = 0$ и пусковой ток (А) при включении его в сеть с напряжением U без пускового реостата ($R_п = 0$), согласно (8.6),

$$I_{2п} = U/r_2, \qquad (8.7)$$

или кратность пускового тока двигателя по отношению к номинальному в этом случае составит

$$I_{2п}/I_2 = 1/\varepsilon \approx 10 \div 3. \qquad (8.8)$$

Следовательно, при пуске в ход двигателя, когда в первый момент противо-э. д с. якоря $E = 0$, для ограничения пускового тока необходимо включать в цепь якоря реостат (см. рис. 8.2), тогда

$$I_{2п} = U/(r_2 + R_п). \qquad (8.9)$$

Однако малые двигатели постоянного тока мощностью примерно до 400 ÷ 600 Вт обычно пускают в ход без пускового реостата $R_п$, так как омическое сопротивление цепи якоря r_2 этих двигателей большей частью является достаточным для ограничения пускового тока двигателя в допустимых пределах.

Вращающий момент двигателя. Полный электромагнитный вращающий момент двигателя параллельного возбуждения определяется уравнением (8.4). Если полезное магнитное поле двигателя Φ_δ при всех нагрузках на его валу остается неизменным, то полный вращающий

момент двигателя $M = c_M \Phi_\delta I_2 \equiv I_2$. Полезный или нагрузочный момент (Н·см) на валу двигателя M_2 меньше полного момента его M на величину тормозящего момента M_0 механических и магнитных потерь в двигателе, называемого обычно моментом холостого хода его, т. е.

$$M_2 = M - M_0 \equiv (I_2 - I_{20}), \tag{8.10}$$

где I_{20} — ток якоря при холостом ходе двигателя, т. е. при работе его без механической нагрузки на валу.

Момент холостого хода двигателя (Н·см)

$$M_0 = M_{мх} + M_{в.т} + M_г = c_M \Phi_\delta I_{20}, \tag{8.11}$$

где $M_{мх}$ — момент механических потерь в двигателе (на трение в подшипниках, щеток о коллектор и якоря о воздух), Н·см; $M_{в.т}$ — момент магнитных потерь на вихревые токи в стали якоря, Н·см; $M_г$ — то же, на гистерезис в стали якоря, Н·см.

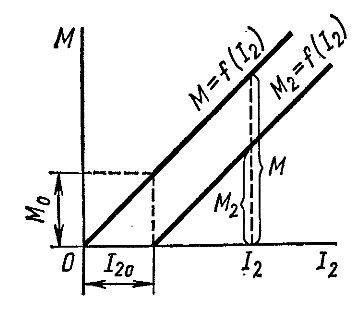


Рис. 8.4. Кривые вращающих моментов двигателя параллельного возбуждения

Все три составляющие потерь зависят от скорости вращения якоря. В двигателях постоянного тока параллельного возбуждения эта скорость при переходе от холостого хода к полной нагрузке изменяется в относительно ограниченных пределах: чем больше мощность двигателя, тем меньше эти пределы. Поэтому в первом приближении можно принять потери холостого хода рассматриваемого двигателя постоянными при изменении нагрузки на валу двигателя. С учетом сказанного на рис. 8.4 представлены по уравнениям (8.4) и (8.10) кривые зависимости от тока якоря полного и полезного моментов двигателя параллельного возбуждения.

Скоростная характеристика двигателя. Скоростная характеристика двигателя параллельного возбуждения представляет собой графически изображенную зависимость скорости вращения от тока якоря при $U =$ $=$ const; $I_ш =$ const:

$$n = f(I_2).$$

Выражение для скорости вращения (об/мин) двигателя можно получить из уравнения (4.2) для э. д. с. якоря:

$$n = E / (c_E \Phi_\delta) = (U - I_2 r_2) / (c_E \Phi_\delta), \tag{8.12}$$

где $c_E = (p/60)(N_2/a)$ — постоянная обмотки якоря.

Как видно из (8.12), при постоянных значениях напряжения и тока возбуждения на скорость вращения двигателя параллельного возбуждения при нагрузке оказывают влияние два фактора: падение напряжения в якоре $I_2 r_2$ и размагничивающее действие м. д. с. F_R якоря на поле полюсов. Оба эти фактора влияют на скорость вращения якоря в противоположных направлениях, а именно: первый уменьша-

ет эту скорость, а второй увеличивает. В зависимости от преобладающего действия одного из этих факторов скорость вращения двигателя параллельного возбуждения с увеличением нагрузки на валу может или уменьшаться, или возрастать, или же при равном их действии оставаться приблизительно постоянной. Обычно в малых двигателях постоянного тока размагничивающее действие м. д. с. якоря на поле полюсов проявляется сравнительно незначительно. Поэтому главным фактором, оказывающим влияние на скорость вращения этих двигателей при нагрузке, является падение напряжения в якоре I_2r_2. В связи с этим в малых двигателях параллельного возбуждения скоростная характеристика $n = f(I_2)$ графически представляет собой обычно падающую прямую (рис. 8.5).

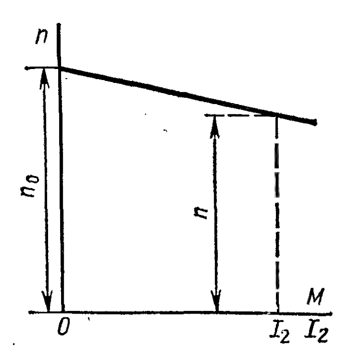


Рис. 8.5. Скоростная и механическая характеристики двигателя параллельного возбуждения

Если ток якоря I_2 выразить через величину вращающего момента из уравнения (8.4) и подставить его в уравнение (8.12), то получится уравнение механической характеристики двигателя $n = f(M)$ (об/мин):

$$n = U / \left(c_E \Phi_\delta\right) - r_2 M / \left(c_E\, c_M \Phi_\delta^2\right). \qquad (8.13)$$

В малых двигателях параллельного возбуждения влиянием м. д. с. якоря на поле полюсов в воздушном зазоре Φ_δ практически можно пренебречь и при токе возбуждения $I_ш = \mathrm{const}$ можно положить $\Phi_\delta = \mathrm{const}$. Тогда при этом условии скоростные $n = f(I_2)$ и механические $n = f(M)$ характеристики данного двигателя будут одинаковыми. Эти характеристики представлены на рис. 8.5 ÷ 8.7.

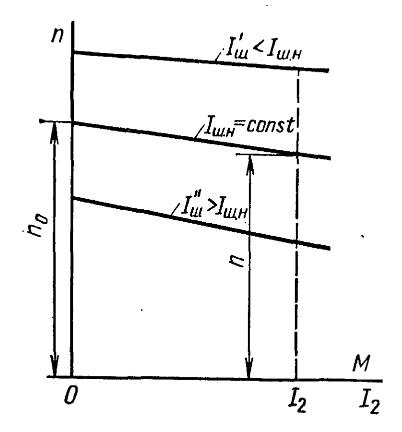


Рис. 8.6. Скоростные и механические характеристики двигателя параллельного возбуждения при разных токах возбуждения

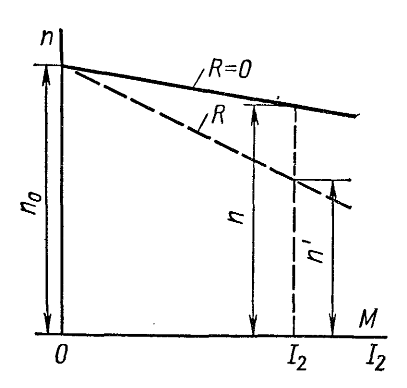


Рис. 8.7. Скоростные и механические характеристики двигателя параллельного возбуждения при отсутствии и включении сопротивления в цепь якоря

Регулирование скорости вращения двигателя. Как показывает уравнение (8.12), регулирование скорости вращения двигателя параллельного возбуждения можно осуществить двумя основными способами: 1) изменением тока возбуждения (или поля Φ_δ); 2) изменением напряжения на зажимах якоря $U_а$ посредством: а) включения сопротивления последовательно в цепь якоря или б) потенциометрического способа (рис. 8.8).

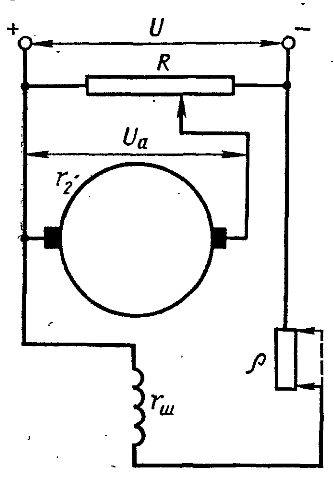


Рис. 8.8. Схема потенциометрического способа регулирования скорости вращения малых двигателей

При регулировании скорости вращения двигателя посредством тока возбуждения эта скорость изменяется обратно пропорционально току: с уменьшением его она возрастает, с увеличением уменьшается. Для этой цели в цепь возбуждения двигателя нужно включить регулировочный реостат. На рис. 8.6 представлены скоростные и механические характеристики двигателя параллельного возбуждения при разных токах возбуждения: номинальном $I_{ш.н}$, меньшем номинального $I'_ш < I_{ш.н}$ и большем номинального $I''_ш > I_{ш.н}$ без учета влияния м. д. с. якоря на поле полюсов.

На рис. 8.7 представлены скоростные и механические характеристики этого двигателя при отсутствии и включении сопротивления R последовательно в цепь якоря без учета действия м. д. с. якоря. Как показывает рис. 8.7, скорость вращения двигателя при включении сопротивления R уменьшается вследствие понижения напряжения на зажимах якоря под влиянием падения напряжения в этом сопротивлении от тока якоря. Пониженное напряжение на зажимах якоря составляет $U_а = U - I_2R$ и скорость вращения $n' = (U_а - I_2r_2)/(c_E\,\Phi_\delta) < n$ (см. рис. 8.7). Чем больше сопротивление в цепи якоря, тем меньше скорость вращения двигателя при данном токе якоря I_2.

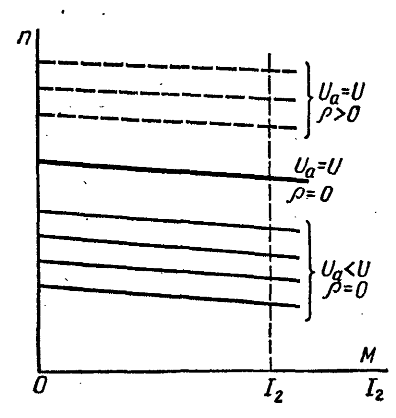


Рис. 8.9. Скоростные и механические характеристики малого двигателя при комбинированном способе регулирования

Схема потенциометрического способа регулирования скорости вращения двигателей параллельного возбуждения малой мощности представлена на рис. 8.8. С помощью потенциометра R в этой схеме можно понижать напряжение на зажимах якоря и, следовательно, скорость вращения его. Если же в цепь воз-

буждения двигателя включить регулировочный реостат ρ, то получается комбинированный способ регулирования этой скорости в широких пределах (рис. 8.9).

§ 8.3. Двигатели последовательного и смешанного возбуждения

Пуск в ход двигателя. На рис. 8.10 представлена принципиальная схема включения двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, где $R_п$ — пусковой реостат. Как и в двигателях параллельного возбуждения, этот реостат здесь включается также для ограничения пускового тока двигателя, когда при неподвижном якоре в момент пуска его э. д. с. $E = 0$, а сопротивление цепи якоря $(r_2 + r_c)$ сравнительно невелико. Только в малых двигателях последовательного возбуждения мощностью до нескольких десятков или сотен ватт возможно применять безреостатный пуск в ход. Процесс пуска во времени в рассматриваемом двигателе протекает так же, как и в двигателях параллельного возбуждения, а именно: пусковой ток двигателя сначала возрастает и затем уменьшается до величины $I_2 = (U - E)/(r_2 + r_c)$, а скорость вращения в этот период постепенно достигает установившегося значения (см. рис. 8.3).

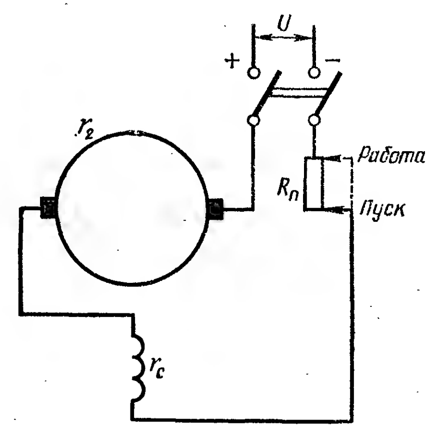


Рис. 8.10. Схема включения двигателя последовательного возбуждения

Вращающий момент двигателя. Полный электромагнитный вращающий момент двигателя последовательного возбуждения определяется также по уравнению (8.4). Однако в этом двигателе ток якоря I_2 является током возбуждения, создающим полезное магнитное поле Φ_δ в воздушном зазоре. Следовательно, вращающий момент двигателя зависит только от тока нагрузки. Графически эту зависимость можно определить с помощью кривой намагничивания двигателя $\Phi_\delta = f(I_2)$ (рис. 8.11, кривая *1*). Полный вращающий момент этого двигателя, по уравнению (8.4),

$$M = c_M \Phi_\delta I_2 \equiv OAba,$$

т. е. пропорционален площади прямоугольника $OAba$ (см. рис. 8.11).

Откладывая в каком-либо масштабе отрезок $Ac = M = OAba$ и повторяя эту операцию для разных значений тока I_2, можно получить кривую *2* полного вращающего момента двигателя. Если вычесть из полного момента M момент холостого хода M_0, то получим кривую *3* полезного момента на валу двигателя $M_2 = M - M_0$ (см. рис. 8.11).

При небольших токах якоря I_2, когда насыщенность магнитной системы двигателя практически отсутствует, можно приближенно положить поле $\Phi_\delta = k_\Phi I_2$, а следовательно, полный момент $M \equiv I^2_2$ и кривая 2 этого момента вначале приближается к параболе (см. рис. 8.11). При больших значениях тока I_2, когда магнитная система двигателя становится все более насыщенной, пропорциональность между полем Φ_δ и током I_2 нарушается и вращающий момент двигателя возрастает медленнее. На рис. 8.11 для сравнения изображена кривая 4 полного момента двигателя параллельного возбуждения в предположении, что моменты обоих двигателей равны при номинальном токе якоря $I_2 = OC$. Кривые 2 и 4 (см. рис. 8.11) показывают, что при прочих равных условиях пусковой момент Bd двигателя последовательного возбуждения при токе $I_{2п} = OB$ больше пускового момента Be двигателя параллельного возбуждения.

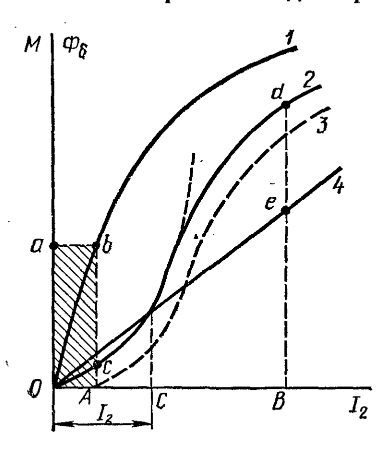


Рис. 8.11. Кривые вращающих моментов двигателя последовательного возбуждения

Скоростная характеристика двигателя. Скоростная характеристика двигателя последовательного возбуждения представляет собой графически изображенную зависимость скорости вращения от тока якоря при постоянном напряжении на зажимах двигателя $U = \text{const}$:

$$n = f(I_2).$$

Выражение для скорости вращения (об/мин) этого двигателя можно написать в соответствии с уравнением (8.12) в следующем виде:

$$n = [U - I_2(r_2 + r_c)] / (c_E \Phi_\delta), \qquad (8.14)$$

где r_2 — сопротивление обмотки якоря и переходных контактов щеток и коллектора, Ом; r_c — сопротивление последовательной обмотки возбуждения, Ом.

Если воспользоваться зависимостью магнитного поля в воздушном зазоре двигателя последовательного возбуждения в виде $\Phi_\delta = k_\Phi I_2$, то на основании уравнений (8.4) и (8.14) можно написать следующее уравнение механической характеристики $n = f(M)$ этого двигателя:

$$n = \sqrt{c_M} U \Big/ \left(c_E \sqrt{k_\Phi} \sqrt{M}\right) - (r_2 + r_c) / (c_E k_\Phi), \qquad (8.15)$$

при этом коэффициент k_Φ с возрастанием насыщения магнитной системы двигателя при заметном увеличении тока якоря I_2 несколько уменьшается.

Как показывают уравнения (8.14) и (8.15), скорость вращения двигателя с увеличением нагрузки уменьшается вследствие падения напряжения $I_2(r_2 + r_c)$ в цепи якоря и возрастания магнитного поля Φ_δ или момента M. Если для упрощения пренебречь этим падением

напряжения и считать магнитную систему двигателя ненасыщенной, использовав зависимость $\Phi_\delta = k_\Phi I_2$, то скорость вращения якоря будет

$$n \approx U / \left(c_E k_\Phi I_2\right) \quad \text{или} \quad n \approx \sqrt{c_M}\, U \Big/ \left(c_E \sqrt{k_\Phi} \sqrt{M}\right).$$

Тогда

$$nI_2 = U / \left(c_E k_\Phi\right) \approx \text{const}, \tag{8.16}$$

или

$$n\sqrt{M} = \sqrt{c_M}\, U \Big/ \left(c_E \sqrt{k_\Phi}\right) \approx \text{const}. \tag{8.17}$$

Зависимость (8.16) представляет собой уравнение равнобокой гиперболы, отнесенной к осям координат как к асимптотам (рис. 8.12, кривая *1*). В действительности магнитное поле полюсов при насыщении магнитной системы возрастает не пропорционально току, а медленнее. Вследствие этого скорость вращения двигателя с увеличением тока убывает также медленнее (кривая *2*).

При токе якоря $I_2 = 0$ скорость вращения двигателя последовательного возбуждения теоретически, согласно уравнению (8.16), должна бы быть равна бесконечности. Однако практически ток I_2 из-за механических и магнитных потерь в якоре не может быть равен нулю даже при холостом ходе двигателя, а следовательно, и скорость вращения его не может быть бесконечно большой. Но эта скорость все же значительно превосходит допустимую конструкцией якоря величину. Поэтому не следует включать двигатель последовательного возбуждения на полное напряжение сети без механической нагрузки на его валу.

Что касается способов регулирования скорости вращения двигателей постоянного тока последовательного возбуждения, то, согласно уравнению (8.14), они не отличаются от рассмо-

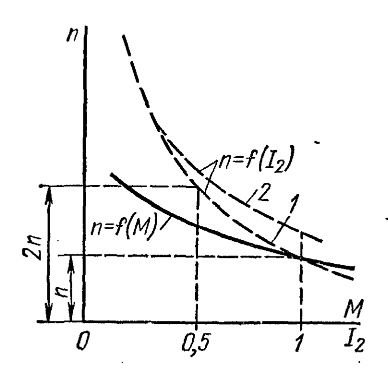


Рис. 8.12. Скоростные и механическая характеристики двигателя последовательного возбуждения

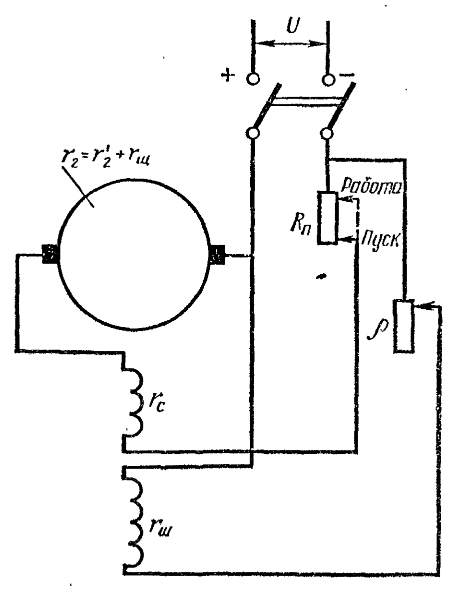


Рис. 8.13. Схема включения двигателя смешанного возбуждения

тренных для двигателей параллельного возбуждения. При регулировании скорости вращения двигателя в сторону ее понижения можно включить регулируемое сопротивление последовательно в цепь якоря, а при регулировании скорости в сторону повышения — шунтировать обмотку возбуждения регулируемым сопротивлением для уменьшения потока полюсов за счёт ответвления тока этой обмотки в указанное сопротивление.

Двигатели смешанного возбуждения. На рис 8.13 представлена принципиальная схема включения двигателя постоянного тока смешанного возбуждения. При небольших мощностях этих двигателей последовательная обмотка возбуждения в них играет вспомогательную роль. Главной в этих двигателях является обмотка параллельного возбуждения, а последовательная обмотка включается согласно с ней и служит для увеличения пускового момента двигателя.

Скоростная и механическая характеристики двигателя смешанного возбуждения при одинаковом масштабе занимают графически промежуточное положение между аналогичными характеристиками двигателей параллельного и последовательного возбуждения.

§ 8.4. Исполнительные двигатели постоянного тока малой мощности

Исполнительные управляемые двигатели постоянного тока малой мощности широко применяются в различных схемах автоматического управления. Эти двигатели обладают устойчивой механической характеристикой, линейностью регулировочной характеристики и достаточным быстродействием.

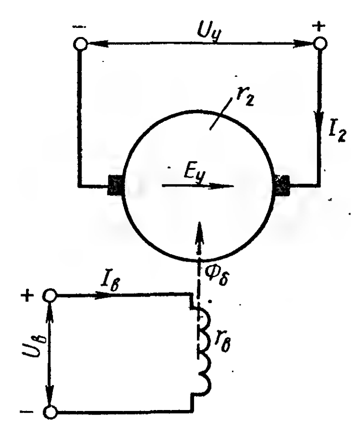


Рис. 8.14. Схема исполнительного двигателя постоянного тока с управлением со стороны цепи якоря

Принципиально управление исполнительным двигателем постоянного тока может осуществляться как со стороны цепи якоря, так и цепи возбуждения. Как показывают теоретические исследования и опыт, преимуществом обладает способ управления двигателем со стороны цепи якоря. Поэтому в настоящее время исполнительные двигатели постоянного тока малой мощности практически имеют независимое возбуждение или же возбуждение постоянными магнитами и управляются со стороны цепи якоря. На рис. 8.14 представлена принципиальная схема такого двигателя. В этой схеме обмотка возбуждения двигателя включается на неизменное напряжение источника постоянного тока. При установившейся температуре нагрева обмотки возбуждения и пренебрежении влиянием м. д. с. якоря на поле полюсов эта обмотка создает неизменное поле возбуждения Φ_δ. Во время включения управляющего напряжения на зажимы якоря в

нем потечет ток I_2, взаимодействие которого с полем возбуждения Φ_δ создает электромагнитный вращающий момент M.

Если предположить магнитную систему двигателя практически ненасыщенной и пренебречь влиянием м. д. с. якоря на поле полюсов, то в воздушном зазоре это поле (Вб)

$$\Phi_\delta = c' I_в = c' U_в / r_в = c_\Phi U_в, \qquad (8.18)$$

где c_Φ — постоянный коэффициент; $U_в$ — напряжение на зажимах обмотки возбуждения, B.

Полный электромагнитный вращающий момент (Н·см) исполнительного двигателя, по уравнению (8.4),

$$M = c_M \Phi_\delta I_2 = c_M c_\Phi U_в I_2, \qquad (8.19)$$

где c_M — постоянный коэффициент.

Ток якоря (А)

$$I_2 = (U_у - E_у)/r_2, \qquad (8.20)$$

здесь r_2 — омическое сопротивление цепи якоря с учетом щеточных контактов, Ом; $E_у$ — противо-э. д. с. якоря, В:

$$E_у = c_E \Phi_\delta n = c_E c_\Phi U_в n, \qquad (8.21)$$

при этом $c_E = (p/60) \cdot (N_2/a)$ — постоянная обмотки якоря; n — скорость вращения якоря, об/мин.

Если ввести понятие коэффициента сигнала в виде отношения напряжений управления и возбуждения

$$\alpha = U_у / U_в, \qquad (8.22)$$

то из уравнений (8.19)—(8.21)

$$M = \left[c_M c_\Phi U_в^2 \left(\alpha - c_E c_\Phi n \right) \right] / r_2. \qquad (8.23)$$

Максимальный пусковой момент (Н·см) исполнительного двигателя при неподвижном якоре, когда скорость вращения $n = 0$, и коэффициенте сигнала $\alpha = 1$ из уравнения (8.23)

$$M_{п.\ макс} = c_M c_\Phi U_в^2 / r_2. \qquad (8.24)$$

После этого, на основании (8.23) и (8.24), относительная величина полного электромагнитного вращающего момента исполнительного двигателя в долях максимального его пускового момента

$$m = M / M_{п.\ макс} = \alpha - c_E c_\Phi n = \alpha - q, \qquad (8.25)$$

где $q = n/n_0$ — относительная скорость вращения якоря; $n_0 = 1/(c_E c_\Phi)$ — скорость вращения якоря, об/мин, при теоретическом холостом ходе двигателя, когда противо-э. д. с. якоря, по уравнению (8.21), $E_у = U_у = U_в$.

Скорость вращения (об/мин) якоря с учетом уравнения (8.18)

$$n_0 = 1 / \left(c_E c_\Phi \right) = U_в / \left(c_E \Phi_\delta \right). \qquad (8.26)$$

Как видно из уравнения (8.25), полный вращающий момент исполнительного двигателя постоянного тока с управлением со стороны цепи якоря, называемым далее кратко *якорным*, линейно зависит как от величины коэффициента α сигнала, так и от относительной скорости q вращения якоря. Следовательно, при разных постоянных значениях коэффициента α сигнала зависимость $m = f(q)$ будет представляться семейством прямых линий. На рис. 8.15 по уравнению (8.25) представлены механические характеристики рассматриваемого двигателя с якорным управлением.

Другой важной зависимостью для оценки рабочих свойств исполнительного двигателя являются его регулировочные характеристики,

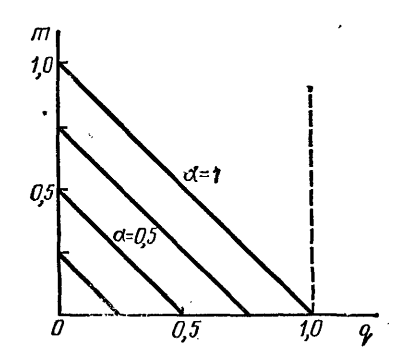


Рис. 8.15. Механические характеристики исполнительного двигателя с якорным управлением

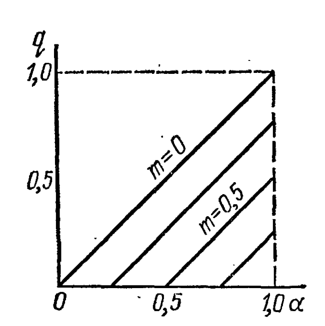


Рис. 8.16. Регулировочные характеристики исполнительного двигателя с якорным управлением

представляющие собой зависимость относительной скорости вращения якоря от коэффициента сигнала: $q = f(\alpha)$ при разных постоянных значениях относительного момента m. Эти характеристики получаются из уравнения (8.25):

$$q = \alpha - m. \qquad (8.27)$$

На рис. 8.16 по уравнению (8.27) представлены регулировочные характеристики исполнительного двигателя с якорным управлением при указанных условиях.

Полная механическая мощность этого двигателя в относительных единицах из (8.25)

$$p_2 = mq = \alpha q - q^2. \qquad (8.28)$$

Следовательно, как показывает уравнение (8.28), при постоянном коэффициенте сигнала полная механическая мощность исполнительного двигателя имеет квадратичную зависимость от относительной скорости вращения якоря. Максимум ее получается при скорости вращения, определяемой из условия $dp_2/dq = 0$, тогда

$$q_m = \alpha/2 = q_0/2, \qquad (8.29)$$

так как, по уравнению (8.27), для $m = 0$ относительная скорость

вращения якоря при теоретическом холостом ходе двигателя $q_0 = \alpha$.

Максимум полной механической мощности исполнительного двигателя с якорным управлением, по (8.28) и (8.29),

$$p_{2\,\text{макс}} = \alpha^2/4. \tag{8.30}$$

На рис. 8.17 по уравнению (8.28) представлены кривые зависимости полной механической мощности p_2 исполнительного двигателя с якорным управлением от относительной скорости вращения при разных постоянных значениях коэффициента α сигнала.

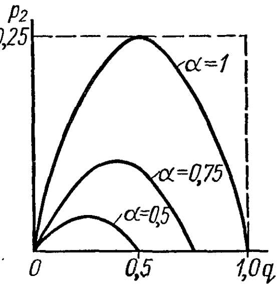


Рис. 8.17. Кривые зависимости полной механической мощности исполнительного двигателя с якорным управлением от скорости вращения

Уравнение (8.30) и кривые, изображенные на рис. 8.17, показывают, что с уменьшением управляющего сигнала максимальная полная механическая мощность исполнительного двигателя с якорным управлением значительно снижается.

При управлении исполнительным двигателем со стороны цепи возбуждения, называемым далее кратко *полюсным*, магнитное поле (Вб) полюсов в воздушном зазоре, согласно уравнениям (8.18) и (8.22),

$$\Phi_\delta = c_\Phi U_у = c_\Phi \alpha U_в, \tag{8.31}$$

а вращающий момент (Н·см) двигателя, по уравнению (8.19), с учетом (8.20) при питании его якоря от того же источника, что и цепи возбуждения,

$$M = c_M c_\Phi \alpha U_в (U_в - E_в)/r_2. \tag{8.32}$$

Тогда уравнение механической характеристики исполнительного двигателя с полюсным управлением на основании (8.21), (8.24) и (8.32) в относительных единицах примет вид

$$m = \alpha - \alpha^2 q. \tag{8.33}$$

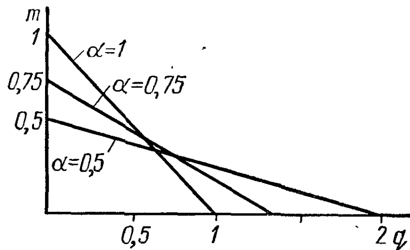


Рис. 8.18. Механические характеристики исполнительного двигателя с полюсным управлением

Эти характеристики здесь при разных постоянных коэффициентах α сигнала имеют линейный характер, как и при якорном управлении. Однако наклон их по отношению к осям координат при разных коэффициентах α сигналов изменяется. На рис. 8.18 представлены по уравнению (8.33) механические характеристики исполнительного двигателя с полюсным управлением.

Уравнение регулировочной характеристики исполнительного двигателя с полюсным управлением из уравнения (8.33)

$$q = (\alpha - m)/\alpha^2. \tag{8.34}$$

На рис. 8.19 представлены по уравнению (8.34) регулировочные характеристики при разных постоянных значениях относительного момента m. В отличие от характеристик при якорном управлении исполнительным двигателем (см. рис. 8.16) регулировочные характеристики его при полюсном управлении оказываются существенно нелинейными при относительных моментах $m < 0{,}5$, что и является недостатком данного способа управления. Ввиду этого полюсное управление исполнительными двигателями постоянного тока в современных системах автоматики практически не применяют.

Что касается конструктивного исполнения якорей управляемых малых двигателей постоянного тока, то оно зависит от требований к

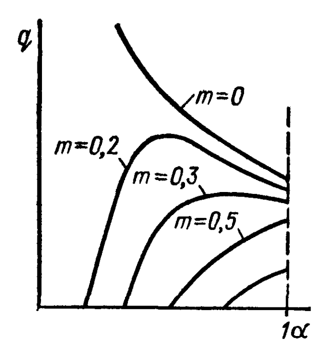


Рис 8 19 Регулировочные характеристики исполнительного двигателя с полюсным управлением

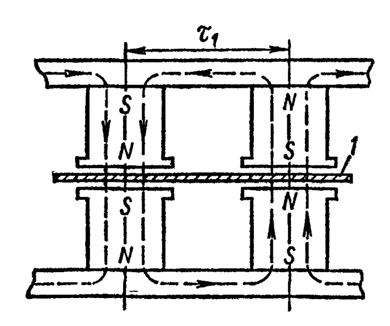


Рис. 8 20. Эскиз магнитной системы двигателя постоянного тока с печатной обмоткой на дисковом якоре

двигателю по быстродействию. Для повышения быстродействия исполнительного двигателя в системах автоматики якорь его выполняют механически малоинерционным. Для этой цели используют конструкции полого бескаркасного якоря (как в тахогенераторах постоянного тока, см. § 7.4) или же дисковый и цилиндрические якори с печатной обмоткой. Устройство полого бескаркасного якоря рассмотрено при анализе работы тахогенератора постоянного тока (см. § 7.4).

На рис. 8.20 представлено схематически устройство двигателя постоянного тока с печатной обмоткой на дисковом якоре *1*. В магнитном поле торцовых полюсов с постоянными магнитами вращается тонкий диск из изоляционного материала. На обе торцовые плоскости этого диска нанесена печатным способом однослойная простая волновая обмотка постоянного тока. В качестве коллектора здесь используют активные радиально расположенные плоские проводники печатной обмотки якоря, по которым скользят щетки. Такое исполнение двигателя постоянного тока малой мощности характеризуется отсутствием коллектора обычной конструкции, возможностью использования высоких плотностей тока в обмотке якоря и малыми значениями электромагнитной и электромеханической постоянных времени. Последнее

свойство является ценным для исполнительных двигателей постоянного тока. Однако двигатели с печатной обмоткой на дисковом якоре обладают и определенными недостатками, например низкой величиной рабочего напряжения (до 30 В), большим значением воздушного зазора между полюсными наконечниками (см. рис. 8.20), вызывающими увеличение размеров магнитной системы, и др.

Исполнительные двигатели постоянного тока выполняют также с печатной обмоткой на якоре цилиндрического типа. Этот якорь представляет собой тонкостенный цилиндр из изоляционного материала с дном на одной стороне. На наружную и внутреннюю цилиндрические поверхности его наносят печатным способом однослойную простую волновую обмотку. В качестве коллектора здесь используют плоские проводники лобовых частей обмотки, по которым скользят щетки.

Внутрь цилиндра с его открытой стороны вставляют ферромагнитный полый цилиндр, служащий магнитопроводом якоря для поля полюсов и прикрепленный одним концом к подшипниковому щиту. Цилиндр с обмоткой своим дном насаживается на вал, который проходит от одного подшипникового щита к другому через полый неподвижный магнитопровод якоря. Якорь с печатной обмоткой в виде цилиндра вращается в воздушном зазоре между полюсами и своим неподвижным полым сердечником.

Электромеханическая постоянная времени двигателя. Важнейшим параметром управляемого исполнительного двигателя, характеризующим его быстродействие в системе следящего электропривода и других автоматических устройств, является величина электромеханической постоянной времени. Чем меньше ее значение, тем быстрее протекают в системе электромеханические переходные процессы. Понятие электромеханической постоянной времени электродвигателя может определяться из разных исходных условий. В принципе под ней понимают время, в течение которого скорость вращения якоря двигателя достигла бы установившегося значения, если бы в процессе разгона якорь ускорялся под влиянием определенного неизменного вращающего момента. В связи с этим величина электромеханической постоянной времени электродвигателя получается разной в зависимости от заданных условий ее определения, а именно: исходят ли из номинального или пускового вращающего момента двигателя. Поэтому понятие электромеханической постоянной времени электродвигателя является условным.

Величину электромеханической постоянной времени (с) чаще всего определяют по пусковому моменту двигателя:

$$T_M = J\omega \cdot 10^{-2}/M_п, \tag{8.35}$$

где $J \approx 8D_{н2}^4 l_0 \cdot 10^{-4}$ — момент инерции якоря, кг·см²; $D_{н2}$ и l_0 — соответственно диаметр и длина пакета якоря, см, $M_п$ — пусковой момент двигателя, Н·см; $\omega = 2\pi n/60$ — установившаяся угловая скорость вращения якоря, рад/с; n — скорость вращения якоря, об/мин.

Значение этой постоянной в малых двигателях постоянного тока обычно составляет величину $T_M \leqslant 0{,}04 \div 0{,}10$ с. В малоинерционных исполнительных двигателях постоянного тока малой мощности с полым бескаркасным якорем в виде цилиндра величина электромеханической постоянной времени T_M может быть примерно в 4—5 раз меньше указанной.

ГЛАВА IX

ОДНОЯКОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Одноякорные преобразователи постоянного тока мощностью от нескольких десятков до сотен ватт применяются для питания небольших передвижных полевых радиостанций и радиоустановок самолетов. Они служат для преобразования постоянного тока низкого напряжения в постоянный ток высокого напряжения и обычно питают анодные и сеточные цепи радиопередающих и радиоприемных устройств. Преобразователи этого типа являются машинами постоянного тока с двумя независимыми рабочими обмотками в общих пазах якоря и двумя коллекторами. Они представляют собой совмещение в одном якоре и общей магнитной системе электродвигателя и генератора. По конструктивному устройству и электрической схеме эти преобразователи подобны двухколлекторным радиогенераторам (см. рис. 7.18). Здесь обмотка якоря низшего напряжения является двигательной, а обмотка высшего напряжения — генераторной. Источниками энергии для приведения в действие преобразователей малой мощности служат или аккумуляторные батареи соответствующего напряжения, или же низковольтные генераторы постоянного тока.

Диапазон мощностей этих преобразователей составляет $10 \div 500$ Вт, при этом низшее напряжение $U_Н$ равно 6, 12 и 24 В, высшее $U_В$ — 220, 450, 750, 1000 и 1500 В, скорость вращения — $4000 \div$ $\div$ 10 000 об/мин.

Эти преобразователи, как и двухколлекторные радиогенераторы малой мощности, имеют закрытое исполнение и двух- или четырехполюсную магнитную систему с одной обмоткой возбуждения, питаемой от источника со стороны коллектора низшего напряжения. Для подавления радиопомех, создаваемых преобразователями при работе, здесь также предусматриваются экранировка и защитные фильтры со стороны коллекторов высшего и низшего напряжения.

Магнитное поле возбуждения в этих преобразователях является общим для двигательной и генераторной обмоток якоря, поэтому соотношение между э. д. с. определяется отношением чисел проводников отдельных обмоток:

$$E_В / E_Н = N_{2В} / N_{2Н}, \qquad (9.1)$$

но э. д. с. якоря

$$E_Н = U_Н - I_{2Н} r_{2Н} - \Delta U_{щН}; \qquad E_В = U_В + I_{2В} r_{2В} + \Delta U_{щВ}, \qquad (9.2)$$

тогда напряжение (В) на зажимах высоковольтной генераторной обмотки на основании уравнений (9.1) и (9.2)

$$U_{В} = \left(U_{Н} - I_{2Н} r_{2Н} - \Delta U_{щН}\right) N_{2В} / N_{2Н} - I_{2В} r_{2В} - \Delta U_{щВ}, \quad (9.3)$$

где $N_{2Н}$ и $N_{2В}$ — числа проводников обмоток якоря низшего и высшего напряжения; $I_{2Н}$ и $I_{2В}$ — токи в этих обмотках, А; $r_{2Н}$ и $r_{2В}$ — омические сопротивления обмоток, Ом; $\Delta U_{щН}$ и $\Delta U_{щВ}$ — переходные падения напряжения в контактах соответствующей пары щеток низшего и высшего напряжения, В.

Из уравнения (9.3) видно, что напряжение высоковольтной генераторной обмотки преобразователя зависит от напряжения источника питания $U_{Н}$ и не может регулироваться независимо от него.

При установившемся режиме работы одноякорного преобразователя постоянного тока уравнение электромагнитных моментов (Н·см) обмоток низшего и высшего напряжений можно представить в следующем виде:

$$M_{Н} = M_0 + M_{В}, \quad (9.4)$$

где M_0 — вращающий момент при холостом ходе преобразователя, соответствующий механическим и магнитным потерям якоря, Н·см.

Так как электромагнитный момент (Н·см) машины постоянного тока

$$M = [N_2/(2\pi)]\,(p/a) \cdot 10^2 \Phi_\delta I_2,$$

то из (9.4)

$$N_{2Н} I_{2Н} = N_{2Н} I_{2Н_0} + N_{2В} I_{2В}$$

или

$$w_{2Н} I_{2Н} = w_{2Н} I_{2Н_0} + w_{2В} I_{2В}. \quad (9.5)$$

Следовательно, при установившемся режиме работы одноякорного преобразователя м. д. с. низковольтной (двигательной) обмотки якоря, определенной по уравнению (9.5), всегда больше м. д. с. его высоковольтной (генераторной) обмотки на величину м. д. с. низковольтной обмотки при холостом ходе. Последняя тем больше, чем больше механические и магнитные потери якоря преобразователя. Эти потери в одноякорных преобразователях сравнительно велики.

В отношении реакции якоря рассматриваемых преобразователей можно отметить следующее. Так как токи в двигательной и генераторной обмотках якоря протекают в противоположных направлениях, то поперечные составляющие м. д. с. их в значительной мере взаимно компенсируются. Разность между ними определяется только м. д. с. низковольтной обмотки от тока холостого хода, обусловленного механическими и магнитными потерями якоря. Следовательно, м. д. с. якоря в преобразователях численно определяется лишь этим током. При таких условиях она не может оказывать заметного влияния на магнитное поле полюсов, что позволяет уменьшить воздушный зазор между якорем и полюсами и снизить расход меди и потери на возбуждение.

При нагрузке преобразователя малой мощности выходное напряжение на зажимах высоковольтной генераторной обмотки, согласно уравнению (9.3), уменьшается под влиянием падения напряжения в омических сопротивлениях обмоток низшего и высшего напряжений и переходных контактах щеток и коллекторов. Дополнительной причиной уменьшения этого напряжения является также некоторое снижение скорости вращения преобразователя при увеличении нагрузки. Действие м. д. с. якоря практически не оказывает влияния на выходное напряжение преобразователя.

Изменение высшего напряжения при переходе от полной нагрузки к холостому ходу в преобразователях малой мощности может достигать 10—20% номинального значения. Это явление в основном обусловлено относительно большим омическим сопротивлением обмотки высшего напряжения, имеющей значительное число проводников при их малом сечении.

Регулирование высшего напряжения преобразователя при постоянном значении низшего путем изменения тока возбуждения практически возможно только в очень незначительных пределах. Это объясняется тем, что при увеличении тока возбуждения скорость вращения якоря преобразователя уменьшается, а при уменьшении его — возрастает так, что произведение магнитного поля на скорость вращения $n\Phi_\delta$, а следовательно, и величина э. д. с. высоковольтной обмотки $E_B = c_{EB} n \Phi_\delta$ здесь приблизительно остаются неизменными. Поэтому для достижения нужного эффекта, как показывает уравнение (9.3), необходимо регулировать в соответствующем направлении величину низшего напряжения, подводимого к преобразователю.

ГЛАВА X

ПОТЕРИ, КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ И НАГРЕВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

§ 10.1. Потери и коэффициент полезного действия машин постоянного тока

При превращении механической энергии в электрическую, или обратно, в электрических машинах имеют место потери энергии. Часть этой энергии теряется в ее первоначальном виде, а часть — в превращенном. Так, в первом случае — при работе машины генератором — некоторая часть подводимой механической энергии расходуется на преодоление механического трения и покрытие магнитных потерь в машине, а остальная, бóльшая, часть превращается в электрическую энергию. Однако определенная часть последней в свою очередь расходуется на нагревание обмоток якоря и полюсов. Аналогичный процесс имеет место и при работе машины двигателем — часть подводимой электрической энергии расходуется на нагревание обмоток якоря и полюсов, а остальная часть превращается в механическую энергию. Некоторая

доля последней в свою очередь идет на преодоление механических и магнитных потерь в машине.

Потери энергии в машинах постоянного тока подразделяются на следующие группы:

1. Потери в обмотках якоря и полюсов $\Sigma P_м$.
2. Потери в переходных контактах щеток и коллектора $P_{к.щ}$.
3. Магнитные потери на гистерезис и вихревые токи в стали якоря $\Sigma P_с$.
4. Механические потери $P_{мх}$.
5. Добавочные потери $P_д$.

Первые четыре группы потерь энергии относятся к основным потерям в машинах постоянного тока. Они обусловлены главными явлениями в машине при преобразовании ею одного вида энергии в другой. Пятая группа потерь энергии представляет так называемые добавочные потери в машине, которые вызываются в ней различными вторичными явлениями.

Потери в обмотках якоря и полюсов. Потери в обмотках якоря и полюсов машины представляют собой потери на тепло Ленца—Джоуля, пропорциональные омическому сопротивлению и квадрату тока этих обмоток.

Потери (Вт) в обмотке якоря

$$P_{м2} = I_2^2 r_2. \quad (10.1)$$

Потери (Вт) в обмотках главных и добавочных полюсов:
обмотка независимого или параллельного возбуждения

$$P_{м.ш} = I_в^2 (r_ш + \rho) = UI_в, \quad (10.2а)$$

обмотка последовательного возбуждения

$$P_{м.с} = I_2^2 r_с, \quad (10.2б)$$

обмотка добавочных полюсов

$$P_{м.д} = I_2^2 r_д, \quad (10.2в)$$

где I_2 — ток якоря, А; $I_в$ — ток обмотки независимого или параллельного возбуждения, А; U — напряжение на зажимах этой обмотки, В; r_2 — омическое сопротивление обмотки якоря, Ом; $r_с$ — сопротивление последовательной обмотки возбуждения, Ом; $r_д$ — сопротивление обмотки добавочных полюсов, Ом.

Общие потери в обмотках машины зависят от типа машин постоянного тока, которые могут быть независимого, параллельного, последовательного или смешанного возбуждения, с добавочными полюсами или без них. Так, например, общие потери (Вт) в обмотках машины параллельного возбуждения без добавочных полюсов

$$\sum P_м = P_{м2} + P_{м.ш}. \quad (10.3)$$

Потери в переходных контактах щеток и коллектора. Эти потери (Вт)

$$P_{к.щ} = \Delta U_щ I_2, \quad (10.4)$$

где падение напряжения в переходных контактах двух разнополярных щеток в среднем составляют:

	меднографитные щетки (марки М-1, М-3, М-6)	графитные щетки (марки Г-1, Г-3, Г-8)	электрографитированные щетки (марки ЭГ-2, ЭГ-8, ЭГ-14)
$\Delta U_{щ}$, В	1,5	2,0	2,5

Магнитные потери в стали якоря. Магнитные потери энергии в машинах постоянного тока имеют место только в стали якоря, так как последний при вращении в постоянном магнитном поле полюсов непрерывно перемагничивается. В станине и сердечниках полюсов машины эти потери отсутствуют вследствие постоянства в них магнитного поля.

Магнитные потери в стали якоря слагаются из потерь на гистерезис и вихревые токи. Эти потери физически зависят от частоты перемагничивания якоря, магнитной индукции в сердечнике и зубцах якоря и величины массы стали этих частей. Так как индукции в сердечнике и зубцах якоря обычно заметно отличаются по величине, то магнитные потери на гистерезис и вихревые токи приходится определять по эмпирическим формулам раздельно для сердечника и зубцов якоря. Эти формулы имеют следующий вид:

потери (Вт) в стали сердечника якоря

$$P_{c2} = k_{д1}\, p_c\, B_{c2}^2\, (f_2/50)^{1,3}\, G_{c2}, \tag{10.5}$$

потери (Вт) в стали зубцов якоря

$$P_{з2} = k_{д2}\, p_c\, B_{з2}^2\, (f_2/50)^{1,3}\, G_{з2}, \tag{10.6}$$

где B_{c2} и $B_{з2}$ — индукции в сердечнике и зубцах якоря соответственно, Т; G_{c2} и $G_{з2}$ — массы стали сердечника и зубцов якоря соответственно, кг; p_c — удельные потери в стали при индукции $B=1$ Т и частоте $f_1 = 50$ Гц, выбираемые по ГОСТ 802—58 в зависимости от марки стали и толщины листа, Вт/кг; $k_{д1} = 1{,}2 \div 1{,}4$; $k_{д2} = 1{,}6 \div 1{,}8$ — коэффициенты, учитывающие возрастание магнитных потерь от изменения структуры листов при штамповке; при этом $f_2 = pn/60$ — частота перемагничивания стали якоря, Гц; p — число пар полюсов машины; n — скорость вращения якоря, об/мин.

Общие потери (Вт) в стали якоря

$$\sum P_c' = P_{c2} + P_{з2}. \tag{10.7}$$

Механические потери. Механические потери энергии в машинах постоянного тока слагаются из потерь на: трение щеток о коллектор; трение в подшипниках, трение якоря о воздух; вентиляцию машины.

В машинах постоянного тока мощностью до нескольких сотен ватт эти потери можно определить по следующим приближенным формулам:

потери (Вт) на трение щеток о коллектор

$$P_{т.щ} = \mu p_{щ} S_{щ}' v_к; \tag{10.8}$$

потери (Вт) на трение в шарикоподшипниках в малых машинах

$$P_{т.п} \approx k_{мх} G_а n \cdot 10^{-3}, \quad (10.9)$$

при этом для малых машин с шарикоподшипниками, по данным опыта, коэффициент $k_{мх} = 1 \div 3$; а $G_я$ — масса якоря вместе с обмоткой и коллектором, кг;

потери (Вт) на трение якоря о воздух не поддаются точному расчету; для электрических машин малой мощности при скоростях вращения якоря примерно до 12000 об/мин

$$P_{т.в} \approx 2D_{н2}^3 n^3 l_0 \cdot 10^{-14}; \quad (10.10)$$

полные механические потери (Вт) в машине (без вентиляции)

$$P_{мх} = P_{т.щ} + P_{т.п} + P_{т.в}. \quad (10.11)$$

Здесь $D_{н2}$ и l_0— диаметр и длина пакета якоря, см; μ — коэффициент трения; $p_щ$ — удельное нажатие на щетки, Н/см²; $S'_щ$ — общая площадь прилегания к коллектору всех щеток, см²; n — скорость вращения якоря, об/мин; $v_к$ — окружная скорость коллектора, м/с.

Добавочные потери. Как указывалось, добавочные потери в электрических машинах вызываются различными вторичными явлениями. В машинах постоянного тока к этим потерям относят коммутационные потери от добавочных токов в короткозамкнутых секциях и потери на вихревые токи на поверхности полюсных наконечников от пульсации магнитного поля в воздушном зазоре под полюсами при вращении зубчатого якоря. Добавочные потери в малых машинах постоянного тока не поддаются точному расчету и поэтому их величина при оценке к. п. д. машины принимается равной 8—12% от суммы всех основных потерь в ней.

Общие потери (Вт) в машинах при полной нагрузке

$$\sum P = \zeta (P_{м2} + P_{м.в} + P_{к.щ} + \sum P_с + P_{мх}), \quad (10.12)$$

где $\zeta = 1{,}08 \div 1{,}12$ — коэффициент, учитывающий добавочные потери в машине.

Коэффициент полезного действия машины. Под коэффициентом полезного действия (к. п. д.) машины понимают отношение отдаваемой ею полезной мощности к подводимой к ней мощности.

У генераторов постоянного тока полезная электрическая мощность равна произведению напряжения U на зажимах на ток I нагрузки. Эта мощность UI отдается в сеть или приемникам электрической энергии. Подводимая мощность к валу генератора является механической мощностью приводного двигателя.

У двигателей постоянного тока полезной мощностью является какая-нибудь механическая нагрузка на его валу в виде привода станка, механизма и др. Подводимая к двигателю электрическая мощность берется из сети или другого источника энергии.

На основании вышеизложенного к. п. д. генератора и двигателя соответственно:

$$\eta_г = UI \cdot 100/(UI + \sum P); \quad (10.13)$$

$$\eta_д = (UI - \sum P) 100 / (UI). \quad (10.14)$$

На рис. 10.1 представлена примерная кривая к. п. д. η машины постоянного тока в зависимости от тока I нагрузки. Как показывает эта кривая, к. п. д. машины сначала возрастает до максимума $\eta_{макс}$ при некотором оптимальном токе $I_{оп}$ нагрузки, а затем при дальнейшем увеличении этого тока уменьшается. Ток нагрузки, при котором к. п. д. машины будет наибольшим, определяется из условия $d\eta/dI = 0$. Используя уравнения (10.13) или (10.14) и полагая для простоты в уравнении (10.12) коэффициент $\zeta = 1$, получим условие максимума к. п. д., при котором переменные потери (Вт) в машине, зависящие от квадрата тока нагрузки, равны постоянным потерям в ней:

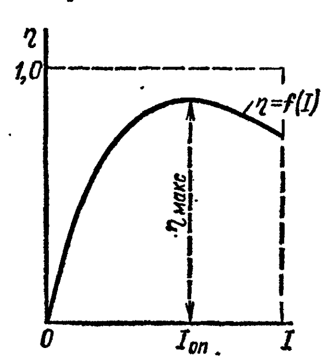


Рис. 10.1. Кривая к. п.д. машины

$$I_{оп}^2 r_a = [(\sum P_с + P_{мх}) + (U + \Delta U_{щ}) I_в] + I_в^2 r_2, \quad (10.15)$$

или оптимальный ток (А) нагрузки машины при $\eta_{макс}$

$$I_{оп} = \sqrt{[(\sum P_с + P_{мх}) + (U + \Delta U_{щ}) I_в] / r_a + I_в^2}. \quad (10.16)$$

§ 10.2. Нагревание электрических машин

Рассмотренные выше потери энергии, возникающие в работающей электрической машине, независимо от их вида все превращаются в тепло. Часть этого тепла рассеивается с поверхности машины в окружающее ее пространство, а другая часть его идет на нагревание машины. В связи с этим при работе машины под нагрузкой ее температура с течением времени постепенно повышается, достигая при определенных условиях своего наибольшего значения. Наивысшая температура нагрева электрической машины является фактором чрезвычайной важности. Величина этой температуры в значительной степени определяет эксплуатационный срок службы электрической машины в зависимости от класса нагревостойкости примененных в ней электроизоляционных материалов для обмоток и других ее частей.

По ГОСТ 8865—58 установлено несколько классов электроизоляционных материалов по нагревостойкости в зависимости от предельно допустимой температуры нагрева их. Условно эти классы обозначают по возрастающей допустимой температуре нагрева латинскими буквами *A*, *E*, *B*, *F*, *H*, *C*.

Длительная рабочая температура ϑ нагрева, допустимая для этих классов, соответственно равна, °С: 105, 120, 130, 155, 180, более 180. При этом стандартную температуру окружающей среды (воздух, водород и. др.) по ГОСТ 183—66 принимают $\vartheta_{окр} = 40°$ С. Следовательно,

допустимое превышение температуры (°С) нагрева электрической машины над температурой окружающей среды для разных классов примененных в ней электроизоляционных материалов будет

$$\Delta\vartheta_m = \vartheta - \vartheta_{окр}, \tag{10.17}$$

или соответственно перечисленным классам по нагревостойкости изоляции:

	A	*E*	*B*	*F*	*H*	*C*
допустимое превышение температуры $\Delta\vartheta_m$, °С	65	80	90	115	140	более 140

В качестве характеристики некоторых электроизоляционных материалов далее приводятся, например, данные для материалов классов А и В, широко применяемых в электрических машинах.

Электроизоляционные материалы класса А (рабочая температура 105 °С) представляют собой пропитанные или погруженные в жидкий электроизоляционный материал волокнистые материалы из целлюлозы или шелка. К ним относятся текстильные материалы на основе хлопка, натурального шелка и целлюлозы; целлюлозные бумаги, картон и фибра; древесина; лакоткани на основе хлопчатобумажной пряжи и натурального шелка; лакобумаги; изоляция эмальпроводов.

Электроизоляционные материалы класса В (рабочая температура 130° С) представляют собой материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, применяемые с органическими связующими и пропитывающими составами. К ним относятся материалы на основе щипаной слюды с бумажной или тканевой подложкой; стеклоткани; асбестовые волокнистые материалы с органическим связующим составом; изоляция эмальпроводов.

Рассмотрим теперь процесс нагревания электрической машины. Возникающее в машине тепло в виде потерь частью рассеивается с поверхности машины в окружающее пространство, а часть его идет на нагревание машины, вследствие чего температура ее с течением времени постепенно повышается. Электрическая машина по своему конструктивному устройству представляет собой неоднородное тело, состоящее из различных материалов. В связи с этим нагревание во времени отдельных ее частей — якоря, коллектора и обмотки возбуждения — происходит по разному ввиду неодинаковых условий теплоотдачи их в окружающую среду. Эти обстоятельства значительно осложняют аналитическое и экспериментальное исследование теплового режима работы электрической машины. Такое исследование теоретически возможно произвести только приближенно при определенных упрощающих допущениях. Одним из основных допущений при составлении уравнения теплового баланса электрической машины принимается условие, что машина в процессе нагревания рассматривается как однородное тело с некоторой средней теплоемкостью и неизменным коэффициентом теплоотдачи ее наружной поверхности. Тогда уравнение теплового баланса машины в процессе ее нагревания можно составить исходя из следующего. Возникающее в работающей машине в единицу времени тепло в виде потерь энергии ΣP за время dt частью рассеивается с поверхнос-

ти ее S в окружающее пространство, а другая часть его идет на повышение температуры машины как однородного тела на $d\Delta\vartheta°$ С. В связи с этим уравнение теплового баланса электрической машины как однородного тела можно представить в виде

$$\sum P dt = \alpha S \Delta\vartheta dt + cGd\Delta\vartheta, \qquad (10.18)$$

где ΣP — общие потери энергии в машине согласно уравнению (10.12), Вт/с; α — коэффициент теплоотдачи наружной поверхности машины, Вт/(см²·град·с); S — наружная поверхность машины, см²; $\Delta\vartheta = \vartheta - \vartheta_{окр}$ — превышение температуры нагрева машины над температурой окружающей среды $\vartheta_{окр}$, °С, c — средняя теплоемкость машины как однородного тела, Вт/(кг·град); G — общая масса машины, кг.

Если принять в качестве начальных условий процесса нагревания машины в момент $t = 0$ превышение температуры $\Delta\vartheta = 0$, то решение дифференциального уравнения (10.18) представляет следующий закон нарастания превышения температуры (°С) машины во времени:

$$\Delta\vartheta = \Delta\vartheta_m \left(1 - e^{-t/T}\right), \qquad (10.19)$$

где $\Delta\vartheta_m$ — наибольшее допустимое по нормам установившееся превышение температуры машины над температурой окружающей среды при данном классе нагревостойкости примененных в ней электроизоляционных материалов, ° С:

$$\Delta\vartheta_m = \sum P / (\alpha S); \qquad (10.20)$$

T — постоянная времени нагревания машины, с:

$$T = cG / (\alpha S). \qquad (10.21)$$

Как показывает уравнение (10.20), наибольшее установившееся превышение температуры машины $\Delta\vartheta_m$ получается при условии, когда все тепло, возникающее в машине в виде потерь ΣP, полностью рассеивается с ее поверхности в окружающую среду.

На рис. 10.2 изображена кривая *1* нагревания электрической машины по уравнению (10.19), представляющая собой зависимость во времени нарастания превышения температуры $\Delta\vartheta$ ее над температурой t окружающей среды. Скорость (° С/с) нарастания этой температуры

$$d\Delta\vartheta / dt = (\Delta\vartheta_m / T)\, e^{-t/T}, \qquad (10.22а)$$

причем наибольшее значение этой скорости получается в момент $t = 0$:

$$(d\Delta\vartheta / dt)_{макс} = \Delta\vartheta_m / T. \qquad (10.22б)$$

Если на рис. 10.2 провести касательную к кривой *1* нагревания машины в начале координат, то она отсечет на горизонтали (наибольшее установившееся превышение температуры $\Delta\vartheta_m$) отрезок постоянной T(с) времени нагревания машины. Под этой постоянной времени понимают время, в течение которого превышение температуры машины в процессе ее нагревания достигло бы предельно допустимого значения, если бы не было рассеяния тепла с ее поверхности в окружающую сре-

ду. Как показывает рис. 10.2, нагревание машины при отсутствии рассеяния тепла с ее поверхности проходило бы по прямой линии (касательной в начале координат). По истечении времени нагревания $t = 3T$ превышение температуры машины по уравнению (10.19) составит $\Delta\vartheta = 0{,}95 \cdot \Delta\vartheta_m$, а при $t = 4T$ — $\Delta\vartheta = 0{,}98\Delta\vartheta_m$, т. е. практически будет иметь установившееся значение. Следовательно, при продолжительной работе под нагрузкой электрическая машина нагревается до допустимой установившейся температуры практически по истечении времени $t \approx (3 \div 4)T$.

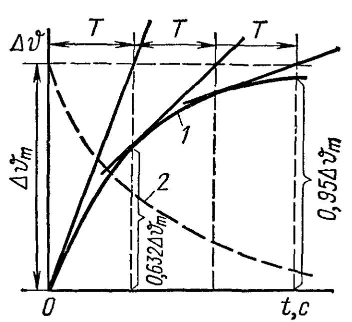


Рис. 10 2. Кривые нагревания и охлаждения машины

Как показывает уравнение (10.21), постоянная времени T этой машины пропорциональна ее массе G и обратно пропорциональна величине наружной поверхности S ее охлаждения. Чем крупнее по конструкции электрическая машина, тем больше величина ее постоянной времени T нагревания. Так, например, в малых электрических машинах мощностью до нескольких сотен ватт эта постоянная $T \approx 0{,}3 \div 0{,}6$ ч, а в машинах средней и большой мощности она достигает величины нескольких часов.

Если работающую под нагрузкой и нагретую электрическую машину отключить от сети и остановить, то будет происходить постепенное ее охлаждение (остывание) за счет рассеяния имеющегося в ней тепла с наружной поверхности в окружающее пространство. Так как при остановке машины потери энергии в ней $\Sigma P = 0$, то уравнение теплового баланса при ее охлаждении (остывании) на основании (10.18) примет вид

$$\alpha S\Delta\vartheta dt + cGd\Delta\vartheta = 0. \qquad (10.23)$$

Решение (10.23) с учетом начального условия $\Delta\vartheta = \Delta\vartheta_m$ при $t = 0$ будет

$$\Delta\vartheta = \Delta\vartheta_m e^{-t/T}. \qquad (10.24)$$

На рис. 10.2 по уравнению (10.24) штриховой линией изображена кривая *2* охлаждения электрической машины.

В зависимости от длительности работы электрической машины под нагрузкой ГОСТ 183—66 устанавливает классификацию режимов работы их по этому признаку. Распространенными режимами работы машин под нагрузкой являются:

1. Продолжительный номинальный режим работы машины, обозначаемый на ее щитке условно знаком S1.

2. Кратковременный номинальный режим работы машины, обозначаемый на ее щитке условно знаком S2.

3. Повторно-кратковременный номинальный режим работы машины, обозначаемый на ее щитке условно знаком S3.

На рис. 10.3 представлены кривые нагревания машины в зависимости от длительности работы ее под нагрузкой. Кривая *1* соответствует продолжительному режиму работы S1, кривая *2* — кратковременному режиму S2 и кривая *3* — повторно-кратковременному режиму S3.

Для кратковременного режима работы машины упомянутым стандартом установлены следующие длительности работы $t_р$ под нагрузкой: 10, 30, 60 и 90 мин, которые указываются на щитках машины условно знаком S2 — 10 мин, S2 — 30 мин и т. д.

Рис. 10.3. Кривые нагревания машины при разных режимах работы

Повторно-кратковременный режим работы машины характеризуется продолжительностью включения, обозначаемой

$$ПВ \% = t_в \cdot 100 / (t_в + t_п), \quad (10.25)$$

где $t_в$—продолжительность включения машины под нагрузкой, мин; $t_п$ — пауза или перерыв в работе ее, мин.

По стандарту, продолжительность цикла повторно-кратковременной работы $t_ц = t_в + t_п$ принимают не более 10 мин, при этом ПВ% установлена 15, 25, 40 и 60% и указывается на щитке машины условно знаком S3 — 15%, S3 — 25% и т. д.

На щитке электрической машины указывают также данные полезной мощности (Вт или кВт), напряжения (В), тока (А), скорости вращения (об/мин) и др., которые называют *номинальными данными машины.*

ГЛАВА XI

РАДИОПОМЕХИ, СОЗДАВАЕМЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫМИ МАШИНАМИ, И СПОСОБЫ ИХ СНИЖЕНИЯ

Коллекторные машины постоянного и переменного тока являются интенсивными источниками индустриальных радиопомех. Возникающие в процессе коммутации машины искро- и дугообразования создают резкие импульсные колебания напряжения и тока, имеющие непрерывный частотный спектр. Таким образом, высокочастотные напряжения и токи, возникающие в процессе коммутации, могут создавать помехи радиоприему на всем диапазоне частот радиосвязи.

В зависимости от частоты следования импульсов радиопомехи, создаваемые коллекторными машинами, могут прослушиваться в радио-

Таблица 11.1

Нормы предельно допустимых индустриальных радиопомех (мкВ, не более)

Источники радиопомех	Напряжение (мкВ) для частот, МГц			Расстояние измерителя от источника радиопомех, м	Уровень поля (мкВ) для частот, МГц		
	менее 60 до 2,5	менее 2,5 до 0,5	менее 0,5 до 0,15		менее 60 до 2,5	менее 2,5 до 0,5	менее 0,5 до 0,15
Все электротехнические устройства (двигатели, генераторы, преобразователи, релейные схемы, звонки, сварочные аппараты и др.):							
а) мощностью до 0,5 кВт, имеющие своим назначением бытовое или коммунальное обслуживание и подключаемые к внутренним сетям . .	10	50	25	1	100	50	200
б) указанные в подпункте «а» устройства мощностью выше 0,5 кВт и все устройства, имеющие промышленное назначение и подключаемые к сетям промышленных предприятий	50	200	100	10	500	250	1000

Примечания: 1. Напряжение — максимальное напряжение из всех измеренных между каждым из зажимов присоединения внешнего провода и корпусом источника радиопомех.

2. Уровень поля — максимальное напряжение, измеренное однометровой штыревой антенной измерителя в направлении наибольшего излучения помех от их источника.

приемном устройстве в виде резких тресков или непрерывного шума. Это понижает качество радиоприема, а в некоторых случаях делает радиоприем совершенно невозможным.

Радиопомехи могут проникать в приемник путем емкостной связи с антенной неэкранированных частей машины и проводов сети или непосредственно через сеть общего питания. В особенно неблагоприятных условиях находятся самолетные и другие передвижные радиоприемные устройства, которые располагаются в непосредственной близости с коллекторными машинами и питаются от общей с ними сети.

Борьба с помехами радиоприему производится защитными меро-

приятиями в самом приемном устройстве. Однако более эффективным является подавление помех в месте их возникновения.

Степень подавления радиопомех должна удовлетворять действующим в СССР официальным нормам предельно допустимых индустриальных помех, обязательным для всех министерств, ведомств, предприятий, учреждений и отдельных граждан, выписка из которых приведена в табл. 11.1 (см. стр. 95).

Подавление радиопомех у коллекторных машин может производиться путем улучшения коммутации, рационализацией электрической схемы, экранированием самой машины и присоединенных к ней проводов. Снижение помех, распространяющихся от машины по питающей ее сети, осуществляется включением помехоподавляющих фильтров.

Наиболее простыми помехоподавляющими фильтрами являются емкостные (рис. 11.1), которые представляют собой конденсаторы, включаемые между токопроводящими зажимами и корпусом машины. Для устройства фильтров следует оказывать предпочтение конденса-

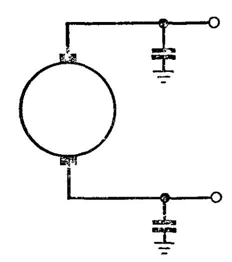


Рис. 11.1. Схема емкостного фильтра

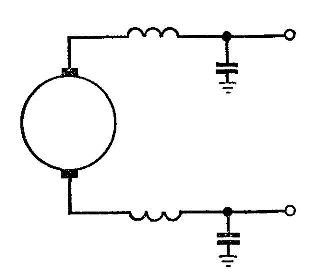


Рис. 11.2. Схема индуктивно-емкостного фильтра

торам проходного типа, в которых один вывод присоединяется к корпусу, а другой проходит через весь конденсатор и является одновременно токоведущим проводником. Преимуществом проходных конденсаторов является их малая собственная индуктивность (менее 0,001 мкГ). При отсутствии проходных конденсаторов можно применять обычные непроходные конденсаторы. В этом случае для повышения эффективности фильтра необходимо, чтобы длина соединительных проводов была возможно меньшей.

Емкость помехоподавляющего конденсатора обычно подбирается опытным путем и составляет величину порядка 0,1 $\div$ 1 мкФ. Если емкостные фильтры не обеспечивают необходимую степень подавления помех, их дополняют дросселями высокой частоты с индуктивностью порядка 50 $\div$ 500 мкГ, которые вместе с конденсаторами образуют индуктивно-емкостные фильтры (рис. 11.2).

Рабочее напряжение конденсатора должно соответствовать напряжению машины. При испытании машины повышенным напряжением

конденсаторы должны отключаться, так как их испытательное напряжение обычно ниже испытательного напряжения машины. При отключении машины от сети на конденсаторах остается остаточный заряд, поэтому при переключениях в схеме или ремонте машины необходимо разряжать конденсатор после отключения машины от сети.

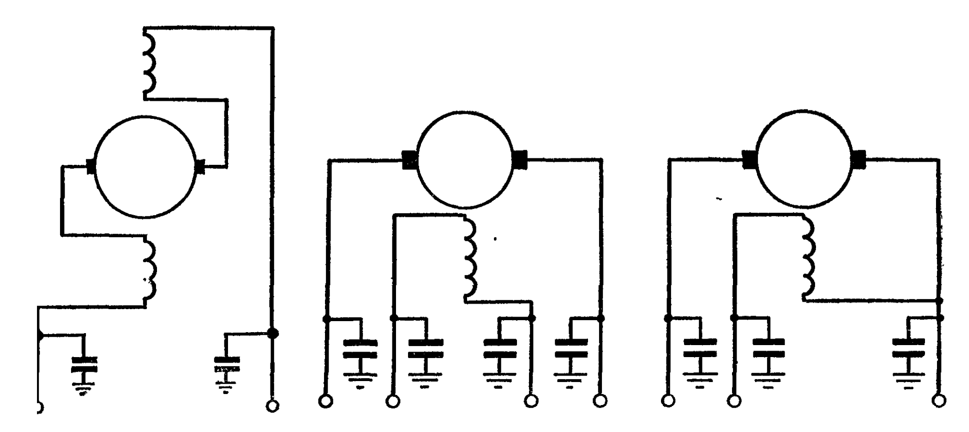


Рис. 11.3. Схема подавления помех машины последовательного возбуждения

Рис. 11.4 Схемы подавления помех машин независимого и параллельного возбуждений

При конструировании машины с целью уменьшения уровня помех следует предусматривать симметричное расположение обмоток цепи якоря относительно источника помех для увеличения внутреннего высокочастотного сопротивления со стороны внешних зажимов. Для этого обмотку возбуждения, соединенную последовательно с якорем, разделяют на две равные части и включают по обе стороны щеток. Схема подавления помех, создаваемых машинами с последовательным возбуждением, представлена на рис. 11.3.

В машинах с параллельным возбуждением параллельная обмотка находится в электромагнитном поле радиопомех и может иметь высокочастотное напряжение, близкое к э. д. с. помехи. Поэтому к выводам параллельной обмотки необходимо также подключать емкостные фильтры. Схемы подавления радиопомех, создаваемых машинами с независимым и параллельным возбуждениями представлены на рис. 11.4.

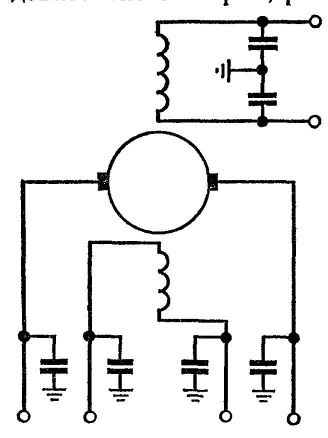


Рис. 11.5. Схема подавления помех машины смешанного возбуждения

На рис. 11.5 представлена схема подавления помех, создаваемых машинами

смешанного возбуждения с последовательной обмоткой, выведенной на отдельные зажимы для возможности переключения.

Для улучшения экранирования электрических машин их корпусами в отдельных случаях приходится закрывать вентиляционные отверстия в щитах густой медной или латунной сеткой, а выступающие концы валов замыкать на корпус специальной щеткой. Экранирование проводов, присоединенных к источнику радиопомех, производят либо путем помещения их в панцирную оплетку (стальные, алюминиевые или медные трубы), либо пользуются специальными экранированными кабелями. Экранирующие оболочки проводов должны быть надежно электрически соединены с корпусом машины. Переходное сопротивление при этом не должно превышать 2000 мкОм, а в самолетных установках — 100 мкОм. Корпус машины должен по возможности надежно заземляться.

РАЗДЕЛ ВТОРОЙ

ТРАНСФОРМАТОРЫ

Трансформатором в электротехнике называют электромагнитный аппарат, который служит для преобразования электрической энергии переменного тока одного напряжения в электрическую же энергию переменного тока другого или того же напряжения. В трансформаторе нет вращающихся частей, поэтому он не является машиной в обычном смысле этого слова. Однако преобразование энергии переменного тока в нем происходит при посредстве магнитного поля и на основе тех же законов электричества и магнетизма, как и в электрических машинах. На этом основании трансформаторы составляют неотъемлемую часть курса электрических машин.

В соответствии с основным назначением данной книги во втором разделе ее рассматриваются только силовые одно- и трехфазные трансформаторы и автотрансформаторы малой мощности в диапазоне мощностей до нескольких сотен вольт-ампер и специальные пиковые и импульсные трансформаторы. Здесь совершенно не затрагиваются вопросы и особенности мощных силовых восоковольтных трансформаторов, применяемых в крупных современных электроэнергетических установках.

В настоящее время трансформаторы малой мощности получили широкое и разнообразное применение в различных областях новой техники — в радиоэлектронной аппаратуре, установках связи, автоматических устройствах, летательных аппаратах и других областях.

По роду питающего переменного напряжения силовые трансформаторы малой мощности, применяемые в этих областях техники, могут быть одно- и трехфазными. Диапазон мощностей этих трансформаторов находится в пределах от единиц до нескольких сотен вольт-ампер, а напряжений — от единиц до нескольких тысяч вольт.

Изучение второго раздела данного курса целесообразно начать с рассмотрения принципа действия, устройства и рабочих свойств силовых однофазных трансформаторов малой мощности и затем уже остальных типов трансформаторов.

ГЛАВА XII

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И УСТРОЙСТВО ОДНОФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

§ 12.1. Принцип действия трансформаторов

На рис. 12.1 представлено принципиальное устройство однофазного трансформатора. Как показывает этот рисунок, технический трансформатор состоит из двух основных частей: замкнутой магнитной цепи,

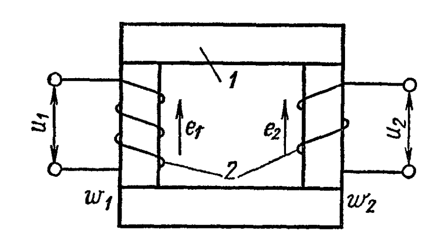


Рис. 12 1 Принципиальное устройство однофазного трансформатора

собираемой из листовой электротехнической стали и называемой *сердечником 1 трансформатора*, и двух или более отдельных обмоток 2, располагаемых на этом сердечнике. Так как в данном сердечнике одной из этих обмоток создается переменное магнитное поле, то все обмотки на нем являются магнитно связанными.

Принцип действия трансформатора заключается в следующем (см. рис. 12.1). При подведении из сети к его обмотке с числом витков w_1 переменного напряжения $u_1 = U_1\sqrt{2}\sin \omega t$ по ней будет проходить соответствующий ток i_1, который создаст в сердечнике переменное магнитное поле. Силовые линии этого поля пронизывают как первую обмотку с числом витков w_1, так и вторую с числом витков w_2. Ввиду этого в этих обмотках, по закону электромагнитной индукции, индуцируются соответствующие э. д. с.: в первой обмотке — э. д. с. самоиндукции e_1, а во второй — э. д. с. взаимоиндукции e_2. Первую обмотку трансформатора, включаемую в питающую сеть, условно называют *первичной*, а вторую обмотку, от которой получают электрическую энергию переменного тока, — *вторичной*. Эти обмотки в процессе эксплуатации можно менять местами, а именно: вторую обмотку включать в питающую сеть соответствующего напряжения, а от первой получать энергию. В соответствии с этим изменяются и их условные наименования. Передатчиком энергии переменного тока из первичной цепи трансформатора во вторичную является магнитное поле в сердечнике, сцепляющееся с первичной и вторичной обмотками. Если первичная и вторичная обмотки с числами витков w_1 и w_2 пронизываются общим переменным магнитным полем Ф (Вб), то, по закону электромагнитной индукции, мгновенные значения первичной и вторичной э. д. с. (В) этих обмоток

$$e_1 = -w_1(d\Phi/dt); \quad e_2 = -w_2(d\Phi/dt). \qquad (12.1)$$

Отношение первичной э. д. с. к вторичной называют *коэффициентом трансформации трансформатора*:

$$k_e = e_1/e_2 = w_1/w_2. \qquad (12.2)$$

Как показывает уравнение (12.2), индуцируемые в первичной и вторичной обмотках мгновенные значения э. д. с. e_1 и e_2 относятся друг к другу так же, как числа витков этих обмоток w_1 и w_2. Это соотношение справедливо также и для эффективных значений указанных э. д. с. E_1 и E_2. В этом заключается основное свойство трансформатора.

Трансформатор, у которого вторичная э. д. с. $E_2 > E_1$, называют *повышающим*, при обратном соотношении э. д. с., когда $E_2 < E_1$ — *понижающим*.

§ 12.2. Устройство сердечников и обмоток однофазных трансформаторов

По конструкции сердечников однофазные силовые трансформаторы малой мощности выполняют стержневого (рис. 12.2) и броневого (рис. 12.3) типов.

Материалом для сердечников малых силовых трансформаторов служит специальная листовая горяче- или холоднокатаная электротехни-

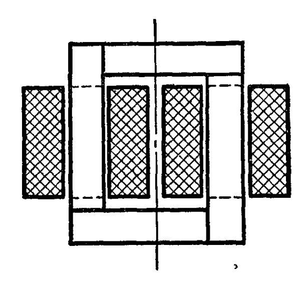


Рис. 12.2 Трансформатор стержневого типа

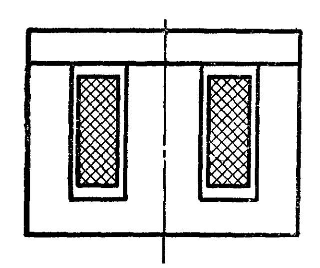


Рис. 12.3. Трансформатор броневого типа

ческая сталь разных марок толщиной листа 0,5 и 0,35 мм (марки Э41, Э42, Э44 — горячекатаная; Э310, Э320, Э330 — холоднокатаная сталь, ГОСТ 802—58). Из этой листовой стали штампуются или нарезаются ножницами пластины соответствующей формы, из которых и собирается сердечник трансформатора в виде пакета необходимой толщины. В целях уменьшения магнитных потерь в сердечнике трансформатора на гистерезис и вихревые токи от пульсации переменного магнитного поля в нем отдельные пластины его изолируются друг от друга путем предварительного покрытия их тонким слоем изоляционного лака.

Малые силовые трансформаторы стержневого типа с двумя катушками имеют лучшие условия охлаждения обмоток и сердечника и требуют уменьшенного расхода материала на обмотку из-за меньшей средней длины витка. Части сердечника трансформатора, на которых располагаются катушки первичной и вторичной обмоток, называют *стержнями*, а части его без обмоток — *ярмами* (см. рис. 12.2).

Однако следует отметить, что большинство силовых трансформаторов малой мощности все же строят броневого типа с сердечником из штампованных Ш-образных пластин (см. рис. 12.3). Это дает возможность уменьшить величину намагничивающего тока трансформатора за счет меньшего числа воздушных зазоров на пути замыкания магнитного поля в сердечнике.

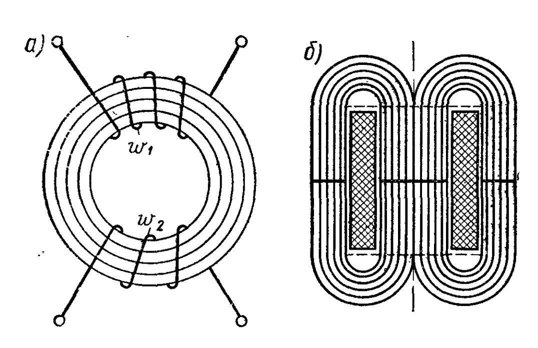


Рис. 12.4. Трансформаторы с витыми сердечниками

В последнее время получили распространение малые трансформаторы с тороидальными (рис. 12.4,*а*) и Ш-образными (рис. 12.4,*б*) витыми разрезными сердечниками. Витые сердечники малых трансформаторов, в особенности выполненные из холоднокатаной стали, имеют более высокую магнитную проводимость для поля, что позволяет несколько повысить индукцию в них и благодаря этому уменьшить массу трансформатора.

Форма поперечного сечения стержня сердечника в малых силовых трансформаторах бывает прямоугольная (рис. 12.5,*а*) или квадратная

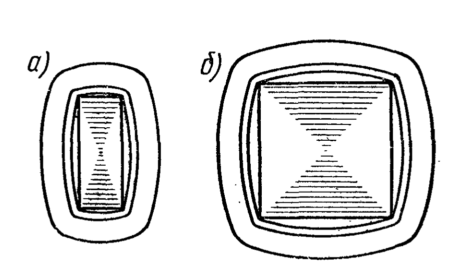


Рис. 12.5. Формы поперечного сечения стержней малых трансформаторов

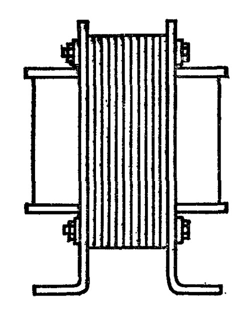


Рис. 12.6. Трансформатор с сердечником, стянутым накладками

(рис. 12.5,*б*), при этом катушки обмоток обычно делаются прямоугольной формы. Однако при квадратном сечении стержня возможна также и круглая форма катушек.

Крепление сердечника в силовых трансформаторах малой мощности обычно производится с помощью шпилек. В этом случае пакет сердечника из листовой электротехнической стали сжимают посредством шпилек и скоб из полосовой стали толщиной 1—2 мм (рис. 12.6).

Для обмоток трансформаторов малой мощности применяются круглые медные и алюминиевые обмоточные провода различных марок по

нагревостойкости, а также алюминиевая фольга в виде лент. Круглые медные и алюминиевые обмоточные провода применяют для катушек, наматываемых на каркасы. Каркасы катушек делают обычно из изолирующего материала или путем штамповки из пластмассы или клеят из картона и других материалов. Эти катушки используют в обычных сердечниках трансформаторов стержневого и броневого типов, собираемых из отдельных пластин в виде пакетов (см. рис. 12.2 и 12.3). Алюминиевую фольгу в виде лент обычно применяют для обмоток малых трансформаторов с витыми сердечниками (см. рис. 12.4,*б*).

ГЛАВА XIII

РАБОТА ОДНОФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ВХОЛОСТУЮ

§ 13.1. Выражения для электродвижущих сил первичной и вторичной обмоток

При работе однофазного трансформатора вхолостую вторичная обмотка его разомкнута, а первичная потребляет из питающей сети относительно небольшой ток холостого хода (см. рис. 12.1). В этом случае приложенное к этой обмотке первичное напряжение $u_1 = U_1\sqrt{2}\sin\omega t$ в любой момент времени практически уравновешивается индуцируемой в ней первичной э. д. с. e_1, мгновенное значение которой определяется уравнением (12.1). Следовательно, при пренебрежении небольшим падением напряжения в сопротивлении первичной обмотки от тока холостого хода можно приближенно написать $u_1 \approx -e_1$. Так как эффективное значение первичной э. д. с. $E_1 = U_1$, то ее мгновенное значение (В)

$$e_1 = -E_1\sqrt{2}\sin\omega t. \qquad (13.1)$$

Согласно (13.1) первичная э. д. с. e_1 изменяется во времени по закону синуса, поэтому и мгновенное значение индуцирующего ее магнитного поля сердечника трансформатора должно также следовать этому закону. Тогда из уравнения (12.1) с учетом (13.1) магнитное поле (Вб)

$$\Phi = -\int (e_1/w_1)\,dt = \int \left(E_1\sqrt{2}/w_1\right)\sin\omega t\,dt = \Phi_m\sin(\omega t - \pi/2), \qquad (13.2)$$

где амплитуда магнитного поля (Вб) в сердечнике трансформатора

$$\Phi_m = E_1\sqrt{2}/(\omega w_1), \qquad (13.3)$$

при этом $\omega = 2\pi f_1$— угловая частота питающего напряжения, 1/с.

Как показывает уравнение (13.2), при синусоидальном первичном напряжении магнитное поле в сердечнике трансформатора также изменяется синусоидально, но отстает от напряжения во времени на угол $\pi/2$ (или опережает первичную э. д. с. на угол $\pi/2$). Для иллюстрации этого на рис. 13.1 представлены кривые во времени первичного напря-

жения u_1, магнитного поля сердечника Ф и первичной э. д. с. e_1 трансформатора.

Из уравнения (13.3) получается следующее выражение для эффективного значения э. д. с. (В) первичной обмотки трансформатора:

$$E_1 = 4{,}44 f_1 w_1 \Phi_m, \qquad (13{,}4а)$$

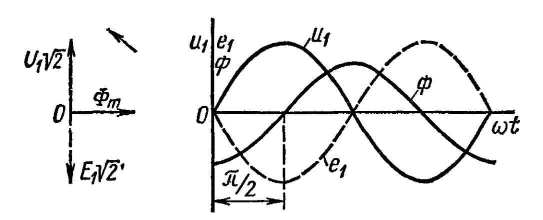


Рис 13 1. Векторная диаграмма и кривые во времени основных величин в трансформаторе

и аналогично для вторичной обмотки:

$$E_2 = 4{,}44\, f_1 w_2 \Phi_m, \qquad (13.4б)$$

где f_1 — частота питающего напряжения, Гц; Φ_m — амплитуда магнитного поля в сердечнике, Вб; w_1 и w_2 — числа витков обмоток трансформатора.

§ 13.2. Ток холостого хода трансформатора

При холостом ходе трансформатора потребляемый первичной обмоткой ток, называемый *намагничивающим током*, в малых силовых трансформаторах мощностью до нескольких сотен вольт-ампер обычно составляет величину порядка 40—50% значения первичного рабочего тока трансформатора. Однако в специальных малогабаритных силовых трансформаторах малой мощности с высоким использованием активных материалов намагничивающий ток может достигать величины 80—90% рабочего тока.

Следует отметить, что в мощных силовых трансформаторах, применяемых в крупных электроэнергетических установках, ток холостого хода обычно составляет всего лишь несколько процентов от величины рабочего тока.

При синусоидальном первичном напряжении трансформатора магнитное поле в его сердечнике, определяемое по уравнению (13.2), является также синусоидальным. Однако ток холостого хода, или намагничивающий ток трансформатора, оказывается несинусоидальным во времени. Причинами искажения кривой этого тока являются: а) нелинейный характер зависимости магнитного поля сердечника трансформатора от намагничивающего тока его; б) явления гистерезиса

и вихревых токов в стали сердечника трансформатора при его перемагничивании.

На рис. 13.2 представлены «идеальная» кривая *1* намагничивания сердечника трансформатора (без магнитных потерь), петля гистерезиса его *2* и *3* и кривые *4* и *5* намагничивающего тока во времени. Как показывает этот рисунок, при отсутствии магнитных потерь в сердечнике кривая намагничивающего тока при синусоидальном поле Ф получается несинусоидальной и симметричной относительно своей амплитуды (штриховая кривая *4*). При этом данный ток, как и поле, отстает от первичного напряжения u_1 на угол 90° и трансформатор не потребляет

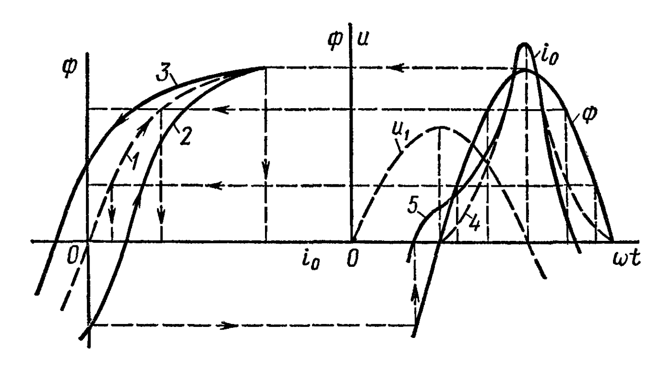


Рис 13 2 Кривая намагничивания сердечника и кривые тока холостого хода трансформатора

активной мощности из сети. В действительности же под влиянием явления гистерезиса и вихревых токов в стали сердечника при его перемагничивании кривая намагничивающего тока во времени дополнительно еще искажается и становится несимметричной относительно своей амплитуды, сдвигаясь влево к кривой первичного напряжения (см. рис. 13.2, кривая *5*). Следовательно, в этом случае фазный сдвиг между кривыми первичного напряжения u_1 и тока i_0 холостого хода получается менее 90° и трансформатор будет потреблять некоторую активную мощность из сети для покрытия магнитных потерь в стали сердечника. Из этого следует, что основной причиной искажения кривой тока холостого хода трансформатора во времени является нелинейный характер кривой намагничивания его сердечника. Чем больше этот сердечник насыщен (т. е. выше магнитная индукция в нем), тем более искажается кривая тока холостого хода во времени. Она как периодическая кривая при разложении в тригонометрический ряд содержит основную и высшие нечетные гармоники — третью, пятую, седьмую и т. д.

Рабочие свойства трансформаторов обычно изучают с помощью векторных диаграмм, в которых векторами изображаются величины, изменяющиеся во времени по закону синуса. В связи с этим кривая несинусоидального тока холостого хода трансформатора с этой целью заменяется эквивалентной синусоидой. Под эквивалентным током хо-

лостого хода здесь понимается такой ток, который доставляет трансформатору ту же активную мощность из сети и создает такое же магнитное поле, что и действительный ток. Следовательно, эквивалентный синусоидальный ток холостого хода имеет две составляющие — активную и реактивную.

Активная составляющая тока холостого хода. Потребляемая из сети первичной обмоткой трансформатора при холостом ходе активная мощность (Вт)

$$P_0 = U_1 I_0 \cos\varphi_0 = \sum P_с + I_0^2 r_1, \tag{13.5}$$

где U_1 — эффективное значение первичного напряжения, В; I_0 — эквивалентный синусоидальный ток холостого хода, А; φ_0 — угол сдвига между напряжением и этим током, град; $\Sigma P_с$ — полные магнитные потери на гистерезис и вихревые токи в стали сердечника трансформатора, Вт; r_1 — активное сопротивление первичной обмотки его, Ом.

Магнитные потери в стали зависят от магнитной индукции, частоты перемагничивания, массы и сорта стали. Эти потери обычно вычисляют по эмпирическим формулам. Так как индукции в стержнях и ярмах сердечника трансформатора в общем случае могут быть разными, то магнитные потери (Вт) в них обычно определяют раздельно по следующим эмпирическим формулам:

магнитные потери в стержнях

$$P_{с.с} = p_с B_с^2 (f_1/50)^{1,3} G_{с.с}; \tag{13.6а}$$

магнитные потери в ярмах

$$P_{с.я} = p_с B_я^2 (f_1/50)^{1,3} G_{с.я}; \tag{13.6б}$$

полные магнитные потери в сердечнике трансформатора

$$\sum P_с = P_{с.с} + P_{с.я}, \tag{13.7}$$

где $B_с$ и $B_я$ — амплитуды индукций в стержне и ярме, Т; f_1 — частота питающей сети, Гц; $G_{с.с}$ и $G_{с.я}$ — масса стали стержней и ярем, кг; $p_с$ — удельные магнитные потери в стали при индукции $B = 1$Т и частоте $f_1 = 50$ Гц, выбираемые по данным ГОСТ 802—58 в зависимости от марки стали и толщины листа, Вт/кг.

В силовых трансформаторах активная составляющая тока холостого хода $I_{0а} = I_0 \cos\varphi_0$ обычно невелика по сравнению с реактивной, поэтому для простоты ее определения по уравнению (13.5) практически возможно пренебречь потерями в первичной обмотке от тока холостого хода, положив $I_0^2 r_1 \approx 0$; тогда активная составляющая эквивалентного тока (А) холостого хода

$$I_{0а} \approx \Sigma P_с / U_1. \tag{13.8}$$

Реактивная составляющая тока холостого хода. Реактивную составляющую тока холостого хода $I_{ом}$, или намагничивающий ток, создающий магнитное поле в сердечнике трансформатора, можно опреде-

лить по необходимой магнитодвижущей силе для данной магнитной цепи трансформатора при заданной амплитуде магнитного поля.

На рис. 13.3 для примера представлена магнитная цепь однофазного трансформатора стержневого типа с обозначением ее размеров, а именно: $Q_с$ и $Q_я$ — поперечные сечения стержня и ярма сердечника, см²; $L_с$ и $L_я$ — средние длины путей магнитного поля в стержне и ярме, см; δ — длина технологического воздушного зазора в месте стыка между ярмом и стержнем, см; Φ_m — амплитуда магнитного поля в сердечнике, Вб.

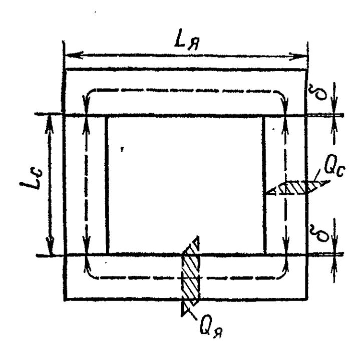


Рис. 13.3. Магнитная цепь однофазного стержневого трансформатора

Для получения величины реактивной составляющей тока холостого хода нужно определить необходимую м. д. с. первичной обмотки трансформатора, которая должна создавать заданное магнитное поле Φ_m в его сердечнике. Для этого следует произвести расчет магнитной цепи трансформатора по аналогичной методике, изложенной в гл. II для машин постоянного тока. Согласно этой методике определяем амплитуды индукции (Т) в стержне и ярме:

$$B_с = \Phi_m \cdot 10^4 / Q_с, \quad B_я = \Phi_m \cdot 10^4 / Q_я. \tag{13.9}$$

Затем по опытным кривым намагничивания для данной марки листовой электротехнической стали сердечника (рис. 13.4) и полученным

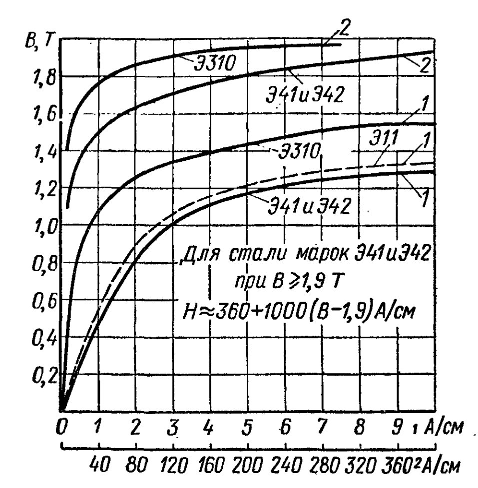


Рис. 13.4. Кривые намагничивания некоторых марок листовой электротехнической стали:

1 и *2* соответствуют своим шкалам

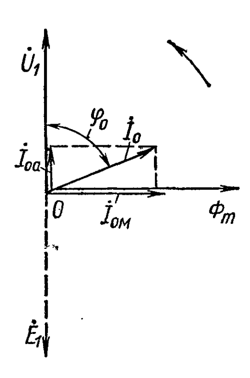


Рис. 13.5. Упрощенная векторная диаграмма однофазного трансформатора при холостом ходе

амплитудам индукций B_c и $B_я$ находим соответствующие амплитуды удельных м. д. с. на сантиметр длины пути H_c и $H_я$. Тогда необходимая амплитуда намагничивающей м. д. с. (А) первичной обмотки с числом витков w_1 при холостом ходе трансформатора (см. рис. 13.3)

$$F_0 = H_c \cdot 2L_c + H_я \cdot 2L_я + 0{,}8 \cdot 4\delta B_c \cdot 10^4. \qquad (13.10)$$

На основании этого для малых силовых трансформаторов эффективное значение реактивной составляющей эквивалентного синусоидального тока (А) холостого хода можно практически представить в виде

$$I_{0м} = F_0 / (\sqrt{2} w_1), \qquad (13.11)$$

где w_1 — число витков первичной обмотки трансформатора.

На рис. 13.5 представлена упрощенная векторная диаграмма эффективных значений первичного напряжения U_1, э. д. с. E_1, эквивалентного синусоидального намагничивающего тока I_0 и амплитуды магнитного поля Φ_m при холостом ходе силового однофазного трансформатора. Из этой диаграммы эффективное значение тока (А) холостого хода трансформатора

$$I_0 = \sqrt{I_{0а}^2 + I_{0м}^2}. \qquad (13.12)$$

ГЛАВА XIV

РАБОТА ОДНОФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ НАГРУЗКЕ

§ 14.1. Сложение м.д.с. первичной и вторичной обмоток трансформатора при нагрузке

При холостой работе трансформатора в его магнитной цепи действует только м. д. с. F_0 тока холостого хода первичной обмотки. При включении нагрузки во вторичную обмотку трансформатора в ней появится ток I_2, который создаст м. д. с. этой обмотки. Согласно закону Ленца м. д. с. вторичной обмотки противодействует намагничивающей м. д. с. первичной обмотки. Вследствие этого магнитное поле в сердечнике трансформатора несколько уменьшится, но не значительно, потому что эффективное значение приложенного к первичной обмотке напряжения U_1 = const. Это напряжение уравновешивается первичной э.д.с. $E_1 \approx U_1$ = const и, следовательно, согласно выражению $E_1 = 4{,}44 f_1 w_1 \Phi_m$ амплитуда поля сердечника $\Phi_m \approx$ const. Таким образом, при постоянном эффективном значении приложенного первичного напряжения U_1 трансформатор и при холостом ходе и при нагрузке практически работает почти с неизменной амплитудой Φ_m магнитного поля в сердечнике. Для поддержания этого условия с появлением во вторичной обмотке трансформатора тока I_2 нагрузки автоматически возрастает также и потребляемый из сети первичный ток I_1. Возраста-

ние первичного тока происходит настолько, чтобы новая м.д.с. первичной обмотки полностью скомпенсировала бы реакцию м.д.с. вторичной обмотки и сохранила неизменной м.д.с. F_0 холостого хода, создающую требуемую амплитуду Φ_m магнитного поля. В этом и состоит основная сущность рабочего процесса трансформатора. На рис. 14.1 представлено сложение векторов м.д.с. первичной и вторичной обмоток при нагрузке трансформатора, где $\dot{F}_1 = \dot{I}_1 w_1$, $\dot{F}_2 = \dot{I}_2 w_2$ и $\dot{F}_0 = \dot{I}_0 w_1$, при этом w_1 и w_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток. Диаграмма м.д.с. изображена в предположении, что вторичный ток I_2 отстает по фазе от э.д.с. E_2 на угол ψ_2. Из диаграммы следует, что $\dot{F}_0 = \dot{F}_1 + \dot{F}_2$ и, следовательно, при нагрузке трансформатора амплитуда магнитного поля в сердечнике создается результирующей м.д.с. $\dot{F}_0$ первичной и вторичной обмоток.

Первичная м.д.с. из диаграммы, изображенной на рис. 14.1,

$$\dot{F}_1 = \dot{F}_0 - \dot{F}_2, \tag{14.1}$$

или первичный ток

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2 (w_2/w_1) = \dot{I}_0 - \dot{I}'_2, \tag{14.2}$$

где «приведенный» к числу витков первичной обмотки вторичный ток

$$I'_2 = I_2 (w_2/w_1) = I_2/k_e, \tag{14.3}$$

при этом $k_e = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации.

Рис. 14.1. Диаграмма сложения м. д. с. первичной и вторичной обмоток трансформатора

Если пренебречь для простоты током холостого хода $I_0 \approx 0$ и потерями энергии в обмотках и стали сердечника, то из уравнения (14.1) можно написать $\dot{F}_1 = -\dot{F}_2$, или численно $w_1 I_1 \approx w_2 I_2$, но $w_1/w_2 = E_1/E_2$, следовательно,

$$E_1 I_1 \approx E_2 I_2, \tag{14.4}$$

т. е. полные мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора в вольт-амперах, при пренебрежении потерями, равны. При этом передатчиком мощности из первичной цепи во вторичную является магнитное поле.

§ 14.2. Рассеяние первичной и вторичной обмоток трансформатора при нагрузке

При работе трансформатора его обмотки создают два рода магнитных полей: а) полезное магнитное поле Ф взаимной индукции в сердечнике, сцепляющееся полностью со всеми витками первичной и вторичной обмоток; б) поля рассеяния, сцепляющиеся сложным образом только с витками своей обмотки.

На рис. 14.2 представлена примерная картина замыкания главного полезного магнитного поля Ф взаимоиндукции в сердечнике и полей рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$ в воздушном пространстве вокруг обмоток. Изменения во времени полезного поля Ф индуцируют в первичной *1* и вторичной *2* обмотках соответствующие э.д.с., эффективные значения которых определяются уравнениями (13.4а) и (13.4б). В свою очередь переменные во времени магнитного поля рассеяния вокруг обмоток трансформатора индуцируют в них соответствующие э. д. с. самоиндукции рассеяния, определяемые теми же уравнениями. Так, для эффективного значения э.д.с. рассеяния первичной обмотки при нагрузке можно написать

$$E_{\sigma 1} = 4{,}44\, f_1 \sum_{1}^{n} \Phi_{\sigma x}\, w_{1x} = \left(2\pi / \sqrt{2}\right) f_1 w_1 \Phi_{\sigma 1},$$

где сумма амплитуд потокосцеплений с витками первичной обмотки $\sum_{1}^{n} \Phi_{\sigma x} w_{1x}$ заменена произведением полного числа витков ее w_1 на амплитуду некоторого среднего эквивалентного поля рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$, сцепляющегося со всеми этими витками. Если теперь умножить и разделить правую часть выражения для $E_{\sigma 1}$(В) на первичный ток I_1, то

$$E_{\sigma 1} = 2\pi f_1 \left[w_1 \Phi_{\sigma 1} / \left(\sqrt{2} I_1\right)\right] I_1 = 2\pi f_1 L_{\sigma 1} I_1 = x_1 I_1, \qquad (14.5)$$

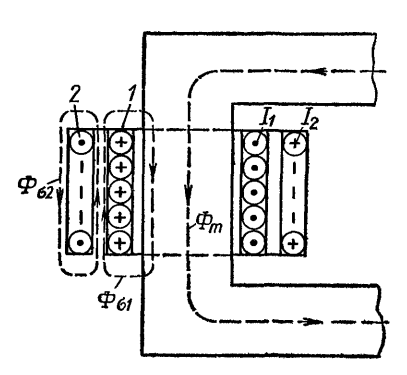


Рис. 14.2 Магнитное поле взаимоиндукции и поля рассеяния обмоток трансформатора

где индуктивность (Г) рассеяния первичной обмотки

$$L_{\sigma 1} = w_1 \Phi_{\sigma 1} / \left(\sqrt{2} I_1\right) \qquad (14.5а)$$

и индуктивное сопротивление (Ом) рассеяния

$$x_1 = 2\pi f_1 L_{\sigma 1} \qquad (14.5б)$$

Аналогично также можно написать выражения для э.д.с. $E_{\sigma 2}$(В) рассеяния вторичной обмотки трансформатора, индуктивности $L_{\sigma 2}$(Г) и сопротивления рассеяния ее x_2 (Ом) в виде:

$$E_{\sigma 2} = 2\pi f_1 L_{\sigma 2} I_2 = x_2 I_2; \qquad (14.6)$$

$$L_{\sigma 2} = w_2 \Phi_{\sigma 2} / \left(\sqrt{2} I_2\right); \qquad (14.6а)$$

$$x_2 = 2\pi f_1 L_{\sigma 2} \qquad (14.6б)$$

Так как магнитные поля рассеяния вокруг первичной и вторичной обмоток трансформатора в основном замыкаются в воздушном пространстве около них и только небольшая часть их пути проходит по стали сердечника, то практически величины этих полей можно считать про-

порциональным токам обмоток, т. е. индуктивные сопротивления x_1 и x_2 обмоток трансформатора принимать постоянными.

Кроме индуктивных сопротивлений x_1 и x_2 первичная и вторичная обмотки трансформатора имеют еще также и активные сопротивления r_1 и r_2. В малых силовых трансформаторах в диапазоне мощностей от единиц до нескольких сотен вольт-ампер активные сопротивления обмоток обычно значительно больше индуктивных и последними во многих случаях можно пренебрегать при рассмотрении рабочего процесса трансформатора, в особенности при самых малых мощностях.

§ 14.3. Эквивалентная схема замещения трансформатора

На рис. 14.3 представлена принципиальная схема однофазного трансформатора с магнитной связью обмоток. Рабочий процесс в трансформаторе при разных нагрузках удобно изучать с помощью векторных диаграмм напряжений и токов. Чтобы иметь возможность складывать геометрически в одном масштабе падения напряжения и токи первичной и вторичной обмоток трансформатора, имеющих разные числа витков, приводят все величины, характеризующие вторичную обмотку, к первичной обмотке (или наоборот). Для этой цели заменяют действительную вторичную обмотку трансформатора некоторой условной с числом витков $w'_2 = w_1$. При этом относительные падения напряжения в активном и индуктивном сопротивлениях этой обмотки должны быть равны таковым в действительной вторичной обмотке. Приведенные величины вторичной цепи трансформатора принято обозначать соответствующими буквами со штрихом. Тогда при новом числе витков вторичной обмотки $w'_2 = w_1$ э.д.с. в ней будет $E'_2 = E_1$. Но так как коэффициент трансформации $k_e = E_1/E_2 = w_1/w_2$, то для приведения вторичной э.д.с. к числу витков первичной, нужно действительную ее величину E_2 умножить на коэффициент трансформации:

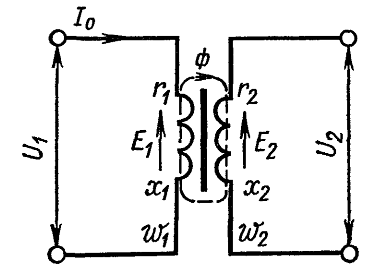


Рис 14.3 Схема трансформатора с магнитной связью обмоток

$$E'_2 = k_e E_2. \tag{14.7}$$

Мощность трансформатора при приведении вторичной обмотки к первичной не должна измениться, т. е. $E'_2 \dot{I}'_2 = \dot{E}_2 \dot{I}_2$, поэтому для приведения вторичного тока I_2 к первичной обмотке нужно действительный ток разделить на коэффициент трансформации:

$$I'_2 = I_2 / k_e. \tag{14.8}$$

Из условия равенства относительных активных и индуктивных падений напряжений в приведенной и действительной вторичных обмотках трансформатора

$$I_2' r_2' / E_2' = I_2 r_2 / E_2 \quad \text{и} \quad I_2' x_2' / E_2' = I_2 x_2 / E_2,$$

а с учетом уравнений (14.7) и (14.8) получаются следующие формулы для приведения сопротивлений вторичной обмотки к первичной:

$$r_2' = k_e^2 r_2; \quad x_2' = k_e^2 x_2; \quad z_2' = k_e^2 z_2. \qquad (14.9)$$

При обратном приведении величин первичной обмотки трансформатора к вторичной нужно первичную э.д.с. E_1 разделить, а первич-

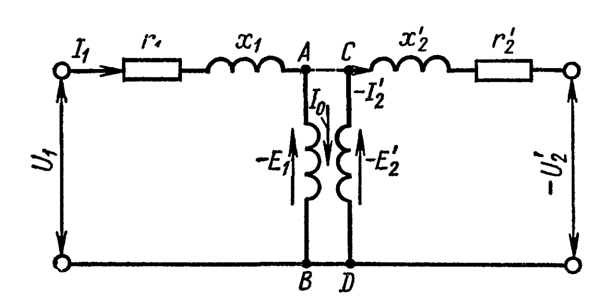


Рис 14 4 Преобразование схемы трансформатора

ный ток I_1 умножить на коэффициент трансформации $k_e = w_1/w_2$, сопротивления же r_1, x_1 и z_1 разделить на квадрат коэффициента трансформации k_e^2.

Для преобразования схемы трансформатора (см. рис. 14.3) с магнитной связью обмоток в эквивалентную схему замещения с электрической связью их вынесем мысленно из первичной и приведенной вторичной обмоток активные и индуктивные сопротивления из обмоток и представим эту схему в виде, показанном на рис. 14.4. При таком изображении схемы трансформатора его обмотки уже не обладают собственными сопротивлениями, а содержат лишь индуцированные в них магнитным полем сердечника одинаковые э. д. с. $E_1 = E_2'$. Следует отметить, что в схеме, изображенной на рис. 14.4, показана не первичная э.д.с. E_1, а обратная ей величина $-E_1$, являющаяся составляющей первичного напряжения U_1 и уравновешивающая эту э.д.с. То же замечание относится и к вторичной цепи в этой схеме, где показаны не вторичные приведенные значения э.д.с. E_2', напряжения U_2' и тока I_2', а обратные им величины $-E_2'$, $-U_2'$ и $-I_2'$, выраженные в масштабе соответствующих величин первичной цепи.

Если теперь соединить электрически зажимы B и D первичной и вторичной обмоток (см. рис. 14.4), то распределение токов в схеме не изменится и будет соответствовать уравнению (14.2), в котором $-\dot{I}_2'$ есть составляющая первичного тока, компенсирующая реакцию вто-

ричного тока I'_2. Вторичное напряжение в этой схеме, численно равное — $\dot{U}'_2 = -\dot{I}'_2 Z'$, будет иметь обратный знак и выражаться в масштабе первичного напряжения U_1. Напряжение между оставшимися зажимами обмоток A и C (см. рис. 14.4) будет равно нулю, так как э.д.с. этих обмоток E_1 и E'_2 равны и направлены встречно. Следовательно, эти зажимы можно также соединить электрически. В результате этого получается электрическая связь между первичной и вторичной обмотками трансформатора без изменения распределения токов в них. Такую схему называют *эквивалентной схемой замещения трансформатора*. Как показывает эта схема, между точками A и B действует разность потенциалов $-\dot{E}_1$ и по ветви AB протекает ток холостого хода I_0. Следовательно, по закону Ома, эта ветвь обладает определенным сопротивлением $Z_м$. Природа этого сопротивления обязана магнитным потерям в стали сердечника и намагничивающей м.д.с. холостого хода первичной обмотки трансформатора. Таким образом, ток холостого хода трансформатора, согласно рис. 14.4, можно представить в комплексной форме:

$$\dot{I}_0 = -\dot{E}_1 / Z_м = -\dot{E}_1 Y_м, \qquad (14.10)$$

где электрическая проводимость намагничивающего контура (ветви AB)

$$Y_м = g_м - jb_м, \qquad (14.11)$$

при этом $g_м$ и $b_м$ — активная и индуктивная проводимости намагничивающего контура трансформатора, См.

Как известно из гл. XIII, эквивалентный ток холостого хода I_0 имеет две составляющие: активную $I_{0а}$ и реактивную $I_{0м}$. Тогда указанные проводимости (См) можно представить в виде

$$g_м = I_{0а} / -E_1 \approx I_{0а} / U_1; \quad b_м = I_{0м} / -E_1 \approx I_{0м} / U_1, \qquad (14.12)$$

где при небольшом падении напряжения в первичной обмотке от тока холостого хода практически можно положить $U_1 \approx -E_1$. С учетом уравнений (13.8) и (13.11)

$$g_м = \sum P_с / U_1^2; \quad b_м = F_0 / \left(\sqrt{2}\, w_1 U_1\right). \qquad (14.13)$$

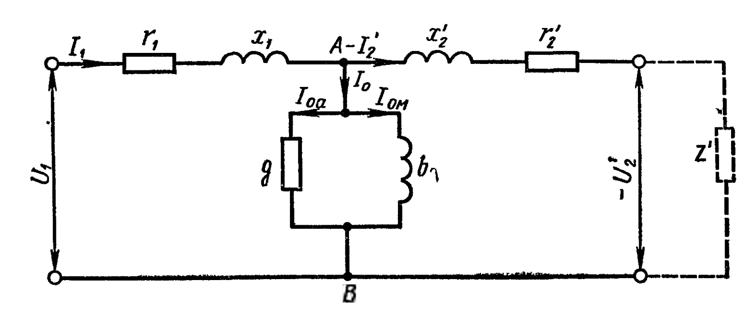


Рис. 14.5. Эквивалентная схема замещения трансформатора

На рис. 14.5 представлена окончательная эквивалентная схема замещения трансформатора с электрической связью обмоток. В ней все величины выражаются в одном масштабе с соответствующими величинами первичной цепи. На основании этой схемы строится потенциальная векторная диаграмма напряжений однофазного силового трансформатора при нагрузке. Эта диаграмма характеризует собой связь между потенциалами зажимов первичной и вторичной обмоток трансформатора через внутренние падения напряжения в них (см. рис. 14.8).

§ 14.4. Векторные диаграммы напряжения трансформатора

При включении нагрузки во вторичную обмотку силового трансформатора в ней появится ток, который вызовет автоматическое увеличение потребляемого из сети первичного тока, а напряжение на зажимах вторичной обмотки изменится. Причиной изменения этого напряжения являются падения напряжения в активных и индуктивных сопротивлениях обмоток от соответствующих токов в них. Величина изменения вторичного напряжения силового трансформатора при нагрузке зависит от характера ее. Нагрузка трансформатора может быть активной, индуктивной, емкостной или смешанной. Во всех случаях рассмотрение рабочего процесса силового трансформатора при нагрузке удобно производить с помощью векторных диаграмм напряжения, которые строят на основании уравнений равновесия напряжений для первичной и вторичной цепей трансформатора. На рис. 14.6 представлена принципиальная схема однофазного силового трансформатора при смешанной активно-индуктивной нагрузке. При этом предполагается, что все величины вторичной цепи его приведены к числу витков первичной обмотки.

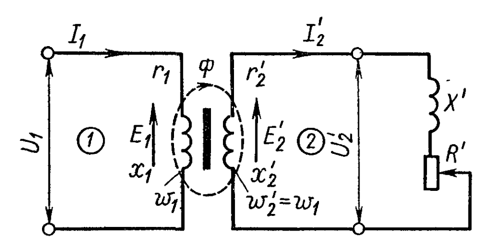


Рис. 14.6. Схема трансформатора при смешанной нагрузке

Уравнения равновесия э. д. с. или напряжений для первичной и вторичной цепей трансформатора, по закону Кирхгофа,

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + j\dot{I}_1 x_1, \quad \dot{U}_2' = \dot{E}_2' - \dot{I}_2' r_2' - j\dot{I}_2' x_2'. \quad (14.14)$$

На основании уравнений (14.14) на рис. 14.7 дано построение векторной диаграммы напряжений и токов во времени однофазного силового трансформатора при смешанной активно-индуктивной нагрузке. Для ее построения откладывают по горизонтали вектор амплитуды магнитного потока $OF = \Phi_m$. В сторону отставания от него на 90° откладывают вектор первичной и приведенной вторичной э.д.с. трансформатора $OC = \dot{E}_1 = \dot{E}_2'$. Так как э.д.с. $\dot{E}_2'$ уравновешивает

все падения напряжения во вторичной цепи трансформатора, то она является гипотенузой общего треугольника падения напряжения в этой цепи. В связи с этим описывают на векторе OC как на диаметре полуокружность и отрезком $Cf = I_2'(x_2' + X')$ делают засечку из точки C на окружности в точке f. Тогда отрезок $Of = I_2'(r_2' + R')$ и вторичный ток I_2' будет направлен по этому отрезку. Выделив из отрезка Cf индуктивное падение напряжения во вторичной обмотке $Cb = I_2'x_2'$, можно по второму уравнению (14.14) построить треугольник Cba внутреннего падения напряжения в этой обмотке. Соединив точку a с точкой O, получим вектор приведенного вторичного напряжения трансформатора при нагрузке $Oa = \dot{U}_2'$, являющийся гипотенузой треугольника Oea падения напряжения во внешней цепи $\dot{U}_2' = I_2'Z'$, где $Z' = \sqrt{R'^2 + X'^2}$. При этом в диаграмме вторичный ток $\dot{I}'_2$ отстает от напряжения $\dot{U}'_2$ на угол φ_2, так как, по условию, нагрузка активно-индуктивная с коэффициентом мощности $\cos\varphi_2 = R'/Z'$.

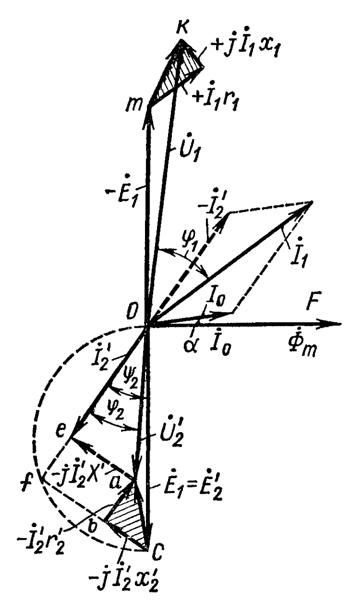


Рис. 14.7. Диаграмма напряжений трансформатора во времени

Далее, для построения диаграммы напряжения первичной цепи нужно сначала определить величину и направление первичного тока $\dot{I}_1$ согласно уравнению (14.2). С этой целью на рис. 14.7 откладывают ток $\dot{I}_0$ холостого хода трансформатора в сторону опережения магнитного поля Φ_m на угол магнитных потерь α [$\sin\alpha = I_{0a}/I_0 = \Sigma P_c/(U_1I_0)$, где ΣP_c — магнитные потери в стали сердечника трансформатора, Вт]. Затем, отложив из точки O обратный вектор вторичного тока $-\dot{I}'_2$ и сложив его с вектором $\dot{I}_0$, получим искомый первичный ток $\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}'_2$. По первому уравнению (14.14) строим диаграмму напряжения для первичной цепи. Полученную векторную диаграмму напряжений для первичной и вторичной цепей силового трансформатора называют *диаграммой во времени*. Вращение ее против часовой стрелки характеризует изменение во времени всех переменных величин в трансформаторе при нагрузке: напряжений, токов и падений напряжений в обмотках.

Однако больший практический интерес для оценки рабочих свойств силовых трансформаторов представляет так называемая *потенциальная диаграмма напряжений*. Эта диаграмма наглядно иллюстрирует количественное изменение потенциала между зажимами первичной и вторичной обмоток трансформатора за счет внутреннего падения напряжения в них при переходе от холостого хода к полной нагрузке.

Потенциальную диаграмму напряжений силового трансформатора можно получить из его диаграммы напряжений во времени (см. рис. 14.7) путем поворота в плоскости чертежа нижней части ее на 180° до совпадения вектора *OC* с вектором *Om* (рис. 14.8). Изображенная на рис. 14.8 потенциальная диаграмма трансформатора полностью соответствует его эквивалентной схеме замещения, представленной на рис. 14.5. Все величины вторичной цепи как в диаграмме, так и схеме замещения выражены в масштабе и обозначениях первичной цепи. Общее падение напряжения в первичной и вторичной обмотках силового трансформатора при нагрузке аналитически можно получить сложением левых и правых частей уравнений (14.14):

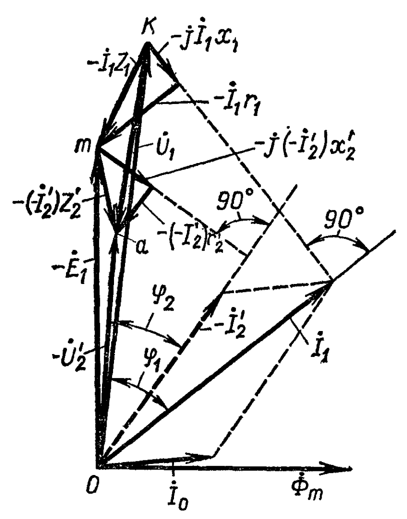


Рис. 14.8. Потенциальная диаграмма напряжений трансформатора

$$\dot{U}_1 + \dot{U}_2' = \dot{I}_1 r_1 + j\,\dot{I}_1 x_1 - \dot{I}_2' r_2' - j\,\dot{I}_2' x_2'. \qquad (14.15)$$

Так как обычно в силовых установках заданным является первичное напряжение $\dot{U}_1$, то при нагрузке трансформатора обратная величина вторичного напряжения из уравнения (14.15)

$$-\dot{U}_2' = \dot{U}_1 - j\,\dot{I}_1 x_1 - \dot{I}_1 r_1 - j(-\dot{I}_2')\,x_2' - (-\dot{I}_2')\,r_2'. \qquad (14.16)$$

На основании уравнения (14.16) в потенциальной диаграмме напряжений трансформатора на рис. 14.8 поставлены стрелки у векторов падений напряжений первичной и вторичной обмоток. Общее падение напряжения в обеих обмотках трансформатора из диаграммы рис. 14.8

$$Ka = -\dot{I}_1 Z_1 - (-\dot{I}_2')\,Z_2'. \qquad (14.17)$$

Если для простоты пренебречь небольшим углом сдвига между токами $\dot{I}_1$ и $-\dot{I}'_2$ и положить $\dot{I}_1 \approx -\dot{I}'_2$, то катеты треугольников падений напряжений в обмотках будут параллельны друг другу и уравнение (14.17) можно представить в виде

$$Ka \approx -\dot{I}_1 (Z_1 + Z_2') = -\dot{I}_1 \left[(r_1 + r_2') + j\,(x_1 + x_2')\right], \qquad (14.18)$$

арифметическое значение гипотенузы (В)

$$Ka = I_1 \sqrt{r_к^2 + x_к^2} = I_1 z_к, \qquad (14.19)$$

где $r_к = r_1 + r'_2$ и $x_к = x_1 + x'_2$ — активное и индуктивное сопротивления короткого замыкания трансформатора, Ом; $z_к = \sqrt{r_к^2 + x_к^2}$ — полное сопротивление короткого замыкания, Ом; I_1 — потребляемый из сети первичный ток, А.

Рабочие свойства силового трансформатора обычно оцениваются так называемым относительным изменением напряжения, представляющим собой следующую величину (см. рис. 14.8):

$$\Delta U_{\%} = \left(U_1 - U_2'\right) 100 / U_1 = (OK - Oa)\, 100 / OK. \qquad (14.20)$$

В силовых двухобмоточных трансформаторах малой мощности в диапазоне мощностей до нескольких сотен вольт-ампер величину относительного изменения $\Delta U\%$ можно определить с достаточной точностью по формуле

$$\Delta U_{\%} \approx u_{a1} \cos\varphi_1 + u_{a2} \cos\varphi_2 + u_{\sigma1} \sin\varphi_1 + u_{\sigma2} \sin\varphi_2, \qquad (14.21)$$

где относительные активные и индуктивные падения напряжения в первичной и вторичной обмотках трансформатора будут:

$$u_{a1} = I_1 r_1 \cdot 100 / U_1; \quad u_{\sigma1} = I_1 x_1 \cdot 100/U_1; \quad u_{a2} = I_2' r_2' \cdot 100 / U_1;$$

$$u_{\sigma2} = I_2' x_2' \cdot 100 / U_1, \qquad (14.22)$$

I_1 и I'_2; φ_1 и φ_2 — токи и углы сдвига между ними и соответствующими напряжениями согласно диаграмме рис. 14.8.

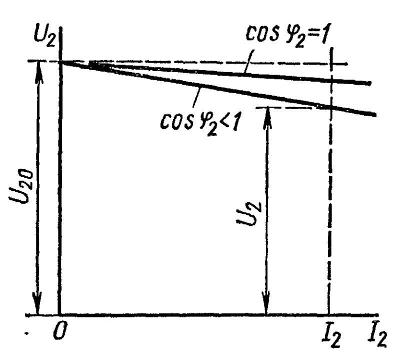


Рис. 14.9. Внешние характеристики трансформатора малой мощности

На рис. 14.9 изображены внешние характеристики трансформатора малой мощности для двух случаев нагрузки — активной ($\cos\varphi_2 = 1$) и активно-индуктивной ($\cos\varphi_2 < 1$). Внешняя характеристика трансформатора представляет собой графически изображенную зависимость вторичного напряжения от тока нагрузки $U_2 = f(I_2)$ при постоянных значениях первичного напряжения и коэффициента мощности. Как показывают эти характеристики, вторичное напряжение трансформатора при переходе от режима холостого хода к полной нагрузке в случае активно-индуктивного характера ее ($\cos\varphi_2 < 1$) уменьшается в бóльшей степени, чем при активной нагрузке ($\cos\varphi_2 = 1$).

РАБОТА ОДНОФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ УСТАНОВИВШЕМСЯ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ

Выпускаемые промышленностью силовые трансформаторы разных мощностей обычно подвергают на месте производства испытанию опытом установившегося короткого замыкания. Под этим опытом понимается такой режим работы трансформатора, при котором вторичная обмотка его замкнута накоротко, а к первичной подведено такое пониженное напряжение, при котором ток во вторичной обмотке равен номинальному значению. На рис. 15.1 представлена принципиальная схема опыта установившегося короткого замыкания однофазного силового трансформатора. При этом предполагают, что все величины вторичной обмотки его приведены к первичной. В этом опыте вторичное напря-

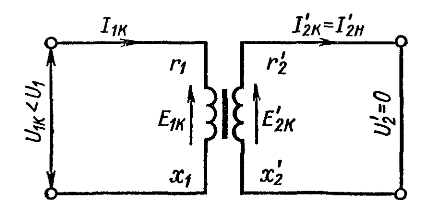


Рис. 15.1. Схема опыта короткого замыкания трансформатора

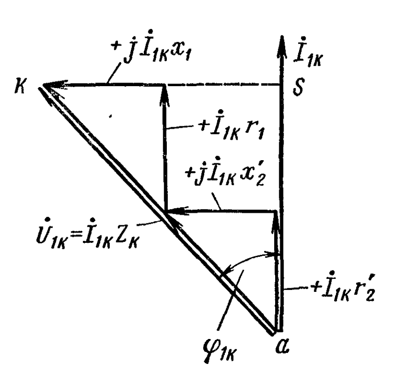


Рис. 15.2. Треугольник короткого замыкания трансформатора

жение на зажимах трансформатора $U'_2 = 0$, а первичное $U_{1к}$ составляет обычно несколько процентов от его номинального значения U_1. В связи с этим магнитное поле в сердечнике и намагничивающий ток трансформатора незначительны и потребляемый из сети первичный ток $I_{1к} = I'_2$. Приложенное к первичной обмотке напряжение $U_{1к}$ в этом опыте уравновешивается падениями напряжения в активных и индуктивных сопротивлениях первичной и вторичной обмоток трансформатора от протекающих в них токов. На рис. 15.2 представлена потенциальная диаграмма напряжения для опыта короткого замыкания, которая наглядно иллюстрирует это положение. Из данной диаграммы следует, что приложенное к первичной обмотке напряжение

$$\dot{U}_{1к} = \dot{I}_{1к} r_1 + j\dot{I}_{1к} x_1 + \dot{I}_{1к} r'_2 + j\dot{I}_{1к} x'_2 = \dot{I}_{1к}(r_к + jx_к) = \dot{I}_{1к} Z_к,$$

или арифметическое значение этого напряжения (В)

$$U_{1к} = I_{1к} z_к, \tag{15.1}$$

где $r_к = r_1 + r_2'$ и $x_к = x_1 + x_2'$ — активное и индуктивное сопротивления короткого замыкания трансформатора, Ом; $z_к = \sqrt{r_к^2 + x_к^2}$ — полное сопротивление короткого замыкания его, Ом.

Потенциальную диаграмму напряжения при установившемся коротком замыкании трансформатора обычно называют *треугольником короткого замыкания*, а подводимое к первичной обмотке напряжение — *напряжением короткого замыкания трансформатора*. Обычно его выражают в процентах от номинального первичного напряжения:

$$u_{\text{к}\,\%} = U_{1\text{к}} \cdot 100 / U_1. \tag{15.2}$$

Эта величина является важным параметром силового трансформатора. От этого параметра зависит ток трансформатора при случайных коротких замыканиях во время эксплуатации и способность его работать параллельно с другими трансформаторами.

Треугольник короткого замыкания позволяет при необходимости построить потенциальную диаграмму напряжений при нагрузке.

Так как при опыте короткого замыкания трансформатора магнитный поток в его сердечнике незначителен по величине, то магнитными потерями в стали сердечника здесь можно пренебречь. В обмотках же трансформатора во время этого опыта протекают номинальные токи, поэтому потребляемая им активная мощность из сети в этом случае практически расходуется на покрытие потерь в этих обмотках.

Таким образом, потребляемая трансформатором мощность (Вт) из сети

$$P_{1\text{к}} = U_{1\text{к}} I_{1\text{к}} \cos \varphi_{1\text{к}} = I_{1\text{к}}^2 r_\text{к}, \tag{15.3}$$

откуда сопротивление (Ом)

$$r_\text{к} = r_1 + r_2' = P_{1\text{к}} / I_{1\text{к}}^2. \tag{15.4}$$

Опытное значение полного сопротивления (Ом) короткого замыкания трансформатора из уравнения (15.1)

$$z_\text{к} = U_{1\text{к}} / I_{1\text{к}}, \tag{15.5}$$

индуктивное сопротивление (Ом)

$$x_\text{к} = x_1 + x_2' = \sqrt{z_\text{к}^2 - r_\text{к}^2}. \tag{15.6}$$

ГЛАВА XVI

ПОТЕРИ И КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Потери энергии в трансформаторе при нагрузке имеют место в стали его сердечника и обмотках. Так как при постоянной величине эффективного значения питающего первичного напряжения амплитуда магнитного поля в сердечнике трансформатора практически остается неизменной при разных нагрузках, то магнитные потери в этом сердечнике, определяемые уравнением (13.7), принимаются не зависящими от нагрузки и равными потерям P_0 при холостом ходе трансформатора, т. е. полагают (Вт)

$$\sum P_\text{с} \approx P_0. \tag{16.1}$$

Потери в обмотках трансформатора при номинальной нагрузке принимают равными потерям в них при опыте короткого замыкания, определяемыми уравнением (15.3). Тогда, полагая $I_{1к} \approx I'_2$, можно написать:

$$\Sigma P_м = P_к = I'^2_{2н} r_к, \tag{16.2}$$

или

$$\sum P_м \approx \beta^2 I'^2_{2н} r_к = \beta^2 P_к, \tag{16.3}$$

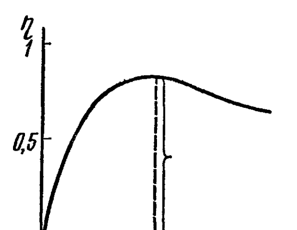


Рис. 16.1. Кривая к. п. д. трансформатора

где $\beta = I_2/I_{2н}$ — коэффициент нагрузки трансформатора; $P_к$ — мощность потерь в обмотках при номинальных токах в них из опыта короткого замыкания, Вт.

Под коэффициентом полезного действия (к. п . д.) трансформатора понимается следующее отношение:

$$\eta = \frac{\text{отдаваемая мощность}}{\text{подводимая мощность из сети}},$$

или для однофазного трансформатора с учетом уравнений (16.1) и (16.3)

$$\eta = P_2 / P_1 = [P_1 - (\Sigma P_м + \Sigma P_с)] / P_1 =$$
$$= 1 - (P_0 + \beta^2 P_к) / (P_2 + P_0 + \beta^2 P_к), \tag{16.4}$$

при этом $P_1 = P_2 + P_0 + \beta^2 P_к$(Вт) и отдаваемая трансформатором мощность (Вт)

$$P_2 = \beta U_{2н} I_{2н} \cos\varphi_2 = \beta S_{2н} \cos\varphi_2. \tag{16.5}$$

В уравнении (16.4) в целях простоты при определении к. п. д. трансформатора не учитывают небольшие постоянные потери $I^2_{ом} r_1$ в первичной обмотке от намагничивающего тока.

К. п. д. трансформатора, как и электрической машины, с увеличением относительной нагрузки β сначала возрастает, достигая при определенном значении β максимума, а затем уменьшается при дальнейшем увеличении нагрузки (рис. 16.1). Величину нагрузки, при которой к. п. д. трансформатора становится наибо́льшим, определяют из условия $d\eta/d\beta = 0$. Взяв производную от уравнения (16.4), получим

$$\beta^2_{0п} P_к = P_0, \tag{16.6}$$

т. е. к. п. д. трансформатора получается наибо́льшим при условии, когда переменные потери в обмотках равны постоянным потерям холостого хода. Однако более точное условие

$$\beta^2_{0п} P_к = P_0 + I^2_{0м} r_1, \tag{16.7}$$

где $\beta_{0п}$ — оптимальная нагрузка трансформатора; $I_{0м}$ — намагничивающий ток его, А.

ТРЕХФАЗНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 17.1. Магнитные цепи трехфазных трансформаторов

Трансформирование трехфазного тока можно осуществлять или тремя отдельными одинаковыми однофазными трансформаторами, или же одним трехфазным трансформатором с общим сердечником для всех фаз.

Первый способ трансформирования трехфазного тока широко применяют только в мощных силовых электроэнергетических установках. В этом случае первичные и вторичные обмотки трех однофазных трансформаторов соединяются между собой или звездой, или же треугольником. Каждый однофазный трансформатор здесь образует одну фазу трехфазной системы с самостоятельной магнитной цепью, поэтому соединение первичных обмоток трансформаторов звездой или треугольником может быть произведено между собой любыми концами. Вторичные же обмотки после включения первичных на напряжение должны быть соединены таким образом, чтобы их фазные выходные напряжения образовали трехфазную симметричную систему векторов в виде звезды или треугольника.

При соединении первичных или вторичных обмоток трансформаторов между собой следует различать «начала» и «концы» этих обмоток. Знаки потенциалов начал и концов их в любой момент времени будут противоположными. Если, например, потенциал начала обмотки в данный момент времени положителен, то потенциал конца ее отрицателен, или наоборот. Обычно первичная и вторичная обмотки имеют одинаковое направление намотки на стержне сердечника трансформатора, поэтому знаки потенциала обеих обмоток в любой момент времени будут одинаковыми — положительными или отрицательными. При этом векторы индуцированных э. д. с. в первичной и вторичной обмотках совпадают по фазе ввиду совпадения их осей на стержне.

Для удобства эксплуатации мощных силовых трансформаторов ГОСТом установлены условные обозначения начал и концов их первичных и вторичных обмоток. Начала первичных обмоток обозначают большими латинскими буквами A, B, C и концы — соответственно X, Y, Z, начала вторичных обмоток — малыми латинскими буквами a, b, c и концы их — x, y, z. В мощных силовых трансформаторах эти обозначения начал и концов обмоток указывают на первичных и вторичных выводах трансформатора.

Трансформирование трехфазного тока в области малых мощностей в пределах до нескольких сотен вольт-ампер производится исключительно с помощью трехфазных силовых трансформаторов с общим сердечником для всех фаз. По конструкции сердечника малые трехфазные силовые трансформаторы выполняют только стержневого типа с несимметричной магнитной цепью. На рис. 17.1 представлено принципиальное устройство такого трансформатора. Три его стержня с обмотками

магнитно соединены двумя ярмами и пространственно находятся в одной плоскости. В этих ярмах по оси среднего стержня образуются две магнитные нейтральные точки, в которых сумма магнитных потоков трех стержней в любой момент времени равна нулю. При таком устройстве сердечника средние длины путей между названными точками для магнитных потоков средней и каждой из крайних фаз оказываются неодинаковыми — в крайней фазе больше, чем в средней. Это означает,

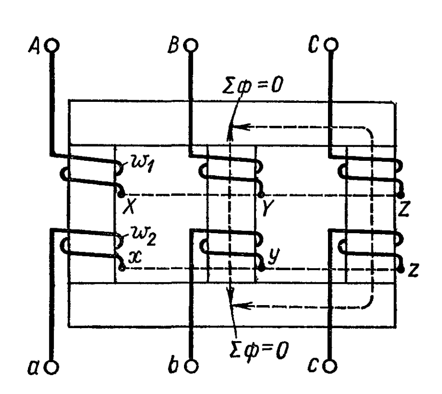


Рис. 17.1. Устройство трехфазного трансформатора

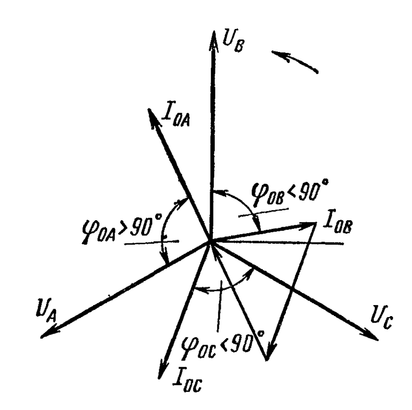


Рис. 17.2. Диаграмма напряжений и токов холостого хода трехфазного стержневого трансформатора

что магнитное сопротивление для поля крайней фазы больше, чем для средней. Следовательно, при одинаковых амплитудах магнитных полей стержней и равных числах витков первичной обмотки каждой фазы токи холостого хода крайних фаз больше тока средней фазы (рис. 17.2).

Первичные и вторичные обмотки отдельных фаз трехфазного трансформатора могут быть соединены каждая между собой звездой или треугольником или же одна — звездой, другая — треугольником. В первом случае получается трансформатор с одинаковым соединением обмоток, во втором — со смешанным соединением.

Первичные обмотки трехфазного стержневого трансформатора с общей магнитной цепью для всех фаз должны быть соединены между собой звездой или треугольником так, чтобы в каждый момент времени суммы магнитных полей трех стержней в нейтральных точках сердечника равнялись нулю (см. рис. 17.1). Для выполнения этого условия нужно соединить в звезду все концы первичных обмоток X, Y и Z (или начала A, B, C). При соединении первичных обмоток треугольником следует связать начало одной обмотки с концом другой и т. д., например $A — Y$; $B — Z$; $C — X$.

Вторичные обмотки трансформатора для получения симметричной трехфазной системы выходных напряжений соединяют аналогично первичным. Например, при соединении их звездой нужно связать вместе все концы x, y и z (см. рис. 17.1).

Следует отметить, что в мощных силовых электроэнергетических

установках кроме трехфазных стержневых трансформаторов встречаются также трехфазные трансформаторы броневого типа.

Как уже говорилось ранее, при холостом ходе трехфазного стержневого трансформатора с несимметричной магнитной цепью (см. рис. 17.1) токи холостого хода крайних фаз больше, чем средней. На рис. 17.2 представлена векторная диаграмма первичных фазных напряжений и токов холостого хода этого трансформатора. Как показывает этот рисунок, диаграмма токов холостого хода представляет собой несимметричную систему векторов с фазными углами взаимного сдвига, отличающимися от 120°. Это обусловлено тем, что геометрическая сумма векторов токов в нейтральной точке первичных обмоток, по закону Кирхгофа, $\Sigma \dot{I}_0 = \dot{I}_{0A} + \dot{I}_{0B} + \dot{I}_{0C} = 0$. Следовательно, эти векторы при неравенстве их величин в фазах образуют замкнутый треугольник с неодинаковыми сторонами. В связи с этим углы сдвига токов холостого хода относительно соответствующих фазных напряжений получаются разными, причем ток одной из крайних фаз (на рис. 17.2 — фазы *A*) сдвинут на угол $\varphi_{0A} > 90°$ относительно фазного напряжения U_A. Это означает, что часть потребляемой из сети активной мощности фазами *B* и *C* при холостом ходе трансформатора возвращается обратно в сеть через фазу *A*.

§ 17.2. Понятие о группах соединения обмоток трансформаторов

Соединение первичных и вторичных обмоток трехфазных трансформаторов (см. § 17.1) может быть одинаковым, когда обе обмотки соединяются звездой или треугольником, и смешанным — при соединении одной обмотки звездой, а другой — треугольником.

В зависимости от того, как осуществляется соединение между обмотками — началами или концами их — и в какой последовательности, теоретически можно получить большое число разных схем или групп соединений обмоток трехфазных трансформаторов и векторных диаграмм их напряжений. Однако такое произвольное и разнообразное образование схем обмоток трансформаторов существенно осложнило бы использование трехфазных трансформаторов в эксплуатации. Поэтому в целях унификации производства и удобства применения этих трансформаторов на практике ГОСТом ограничено число возможных групп соединения обмоток трехфазных трансформаторов. По ГОСТ 11677—65 установлены только две основные группы, обязательные для реализации при производстве трансформаторов. Эти группы представлены в табл. 17.1. Для условного обозначения групп соединения обмоток трехфазных трансформаторов приняты следующие знаки в зависимости от углового смещения векторов э. д. с. первичной и вторичной обмоток одной и той же фазы. Так, например, первая группа одинакового соединения обмоток трансформатора по схеме звезда — звезда обозначается условным знаком Y/Y — 0 (см. табл. 17.1). Это означает, что векторы линейных э. д. с. первичной и вторичной обмоток совпадают по фазе. Вторая группа смешанного соединения обмоток по схеме звезда—

Таблица 17.1

Схемы и группы соединения обмоток трансформатора

Условное обозначение группы	Схема соединения обмоток		Диаграмма векторов э. д. с.	
	первичная	вторичная	первичная обмотка	вторичная обмотка
Y/Y-0	A B C; X Y Z	a b c; x y z	B, A, C	b, a, c
Y/Δ-11	A B C; X Y Z	a b c; x y z	b, B, A, a, C, 330°	b, c, a

треугольник обозначается условным знаком Y/Δ — 11, в котором число 11 указывает угловое отставание на 330° вторичной линейной э. д. с. от первичной (см. табл. 17.1), полученное умножением этого числа на 30° (угловое смещение, принятое за единицу). Условное обозначение группы соединения обмоток указывается на щитке силового трансформатора.

ГЛАВА XVIII

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ТРАНСФОРМАТОРОВ

§ 18.1. Параллельное соединение однофазных трансформаторов

Под параллельным соединением трансформаторов понимается такое их включение, при котором первичные обмотки присоединены к питающей сети, а вторичные обмотки соединены с общими вторичными шинами. При таком включении трансформаторы должны удовлетворять определенным условиям. Некоторые из этих условий необходимы для возможности параллельного соединения трансформаторов при холостой работе, а другие — для удовлетворительной работы их при нагрузке. Так, условиями параллельного соединения однофазных трансформаторов при холостой работе являются: а) равенство вторичных напряжений трансформаторов при холостой работе; б) совпадение по фазе вторичных напряжений отдельных трансформаторов во внешней цепи, т. е. соединение зажимов, имеющих одинаковый потенциал по величине и знаку в любой момент времени.

Определение этих условий при параллельном соединении однофазных трансформаторов зависит от того, имеются ли на зажимах трансформаторов заводские стандартные обозначения начал и концов первичных и вторичных обмоток или они отсутствуют. По ГОСТу (см. гл. XVII) начала и концы первичных обмоток трансформаторов принято обозначать большими латинскими буквами *A* — *X*, а вторичные обмотки — соответственно малыми буквами *a* — *x*. Следовательно, если нужно, например, соединить параллельно два однофазных трансформатора с одинаковыми первичными и вторичными напряжениями, имеющих на зажимах указанные обозначения начал и концов обмоток, то для выполнения условий параллельного соединения трансформаторов достаточно включить в питающую сеть к одному проводу первичные зажимы трансформаторов, обозначенные буквой *A*, и к другому проводу—первичные зажимы, обозначенные буквой *X*. На вторичной стороне соответственно присоединяются к одной шине вторичные зажимы трансформаторов, обозначенные буквой *a*, и к другой шине —зажимы, обозначенные буквой *x*. После этого на вторичные шины может быть включена общая нагрузка трансформаторов.

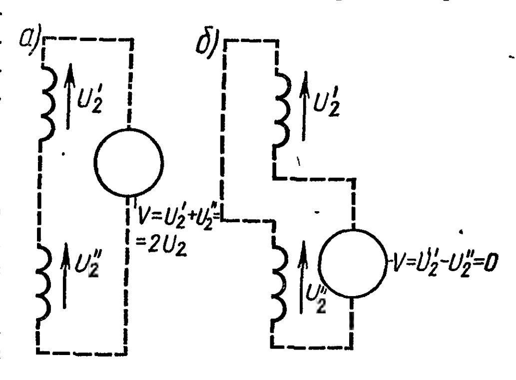


Рис. 18 1. К определению однополярных вторичных зажимов двух однофазных трансформаторов

Если в двух однофазных трансформаторах с одинаковыми первичными и вторичными напряжениями отсутствуют стандартные буквенные обозначения зажимов обмоток, то для определения однопотенциальных вторичных зажимов этих трансформаторов можно поступить следующим образом. Включают первичные зажимы этих трансформаторов в питающую сеть, затем соединяют проводником любые два вторичных зажима и измеряют вольтметром напряжение между двумя свободными зажимами (рис. 18.1). Если соединенные проводником вторичные зажимы трансформаторов имеют потенциалы разных знаков, то между свободными зажимами вольтметр покажет двойное вторичное напряжение. Следовательно, это соединение вторичных зажимов трансформаторов является неправильным (рис. 18.1,*а*). Для получения правильного их соединения нужно вторичные зажимы одного из трансформаторов поменять местами — провод от использованного зажима присоединить к свободному. Тогда показание вольтметра между новыми свободными вторичными зажимами будет равно нулю. Это соединение трансформатора правильно и свободные зажимы их можно электрически соединить друг с другом (рис. 18.1,*б*). Так как напряжения U'_2 и U''_2 в цепи вторичных обмоток направлены навстречу друг другу и они взаимно равны, то в этих обмотках никакого уравнительного тока не появится и оба трансформатора будут работать вхолостую.

§ 18.2. Параллельное соединение трехфазных трансформаторов

Для параллельного соединения трехфазных трансформаторов при холостой работе необходимо выполнить следующие условия:

а) равенство вторичных линейных напряжений трансформаторов;

б) совпадение по фазе вторичных линейных напряжений отдельных трансформаторов во внешней цепи, что возможно только, когда трансформаторы принадлежат к одной группе соединения обмоток (Y/Y—0 или Y/Δ—11).

По этим условиям электрически между собой можно соединять только те вторичные зажимы трансформаторов, которые имеют одинаковый потенциал по величине и знаку в любой момент времени. У трехфазных трансформаторов однопотенциальные зажимы вторичных обмоток находятся по потенциальным диаграммам напряжений. На рис. 18.2 представлены потенциальные диаграммы первичных и вторичных напряжений двух трехфазных трансформаторов, принадлежащих к группе соединения обмоток Y/Y—0. В них звезды векторов A_1, B_1, C_1 и A_2, B_2, C_2 представляют собой диаграммы напряжений первичных обмоток трансформаторов, соединенных звездой и включенных в питающую сеть, а звезды векторов a_1, b_1, c_1 и a_2, b_2, c_2 представляют собой соответственно диаграмму напряжений их вторичных обмоток, соединенных также звездой.

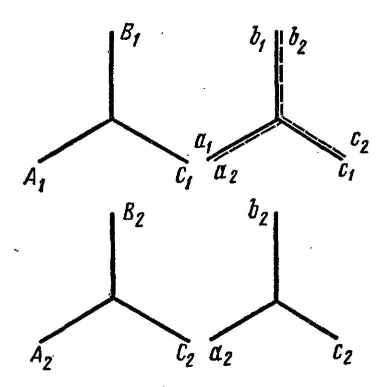


Рис. 18.2. Потенциальные диаграммы напряжений трехфазных трансформаторов группы Y/Y—0

Для параллельного соединения вторичных обмоток этих трансформаторов необходимо определить их однопотенциальные зажимы. Для этого нужно звезду векторов вторичных напряжений одного трансформатора наложить на соответствующую звезду векторов другого. Тогда однопотенциальными вторичными зажимами трансформаторов, которые можно электрически попарно соединить вместе, будут зажимы $a_1 - a_2$, $b_1 - b_2$, $c_1 - c_2$, так как две звезды совпадают этими лучами. Аналогичный результат получится также и в случае, когда оба параллельно соединяемые трехфазные трансформаторы принадлежат к группе Y/Δ—11. Здесь при наложении треугольников вторичных напряжений друг на друга однопотенциальными зажимами будут также пары $a_1 - a_2$, $b_1 - b_2$, $c_1 - c_2$.

Если же один трехфазный трансформатор принадлежит к группе соединения обмоток Y/Y—0, а другой—к группе Y/Δ—11, то параллельное соединение этих трансформаторов невозможно. Это объясняется различием потенциальных диаграмм вторичных напряжений, при наложении которых друг на друга нельзя получить три однопотенциальных вторичных зажима. На рис. 18.3 представлены потенциальные

диаграммы напряжений для этого случая. Как показывает рис. 18.3, при наложении треугольника вторичных напряжений a_2, b_2, c_2 одного трансформатора на звезду вторичных напряжений a_1, b_1, c_1 другого однопотенциальными зажимами будут только $a_1 - a_2$. Остальные две пары вторичных зажимов $c_1 - c_2$, $b_1 - b_2$ не будут однопотенциальными, так как их потенциалы в диаграмме не совмещаются. Если включить попеременно между каждой из этих пар вольтметр, то в обоих случаях его показания не будут равны нулю. Следовательно, эти вторичные зажимы трансформаторов нельзя соединять между собой.

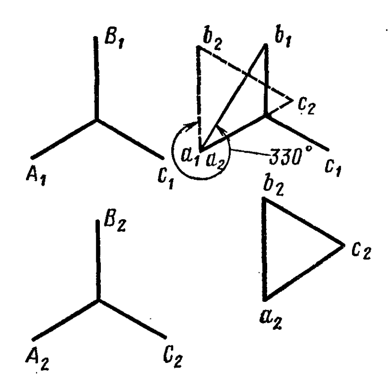


Рис. 18.3. Потенциальные диаграммы напряжений трехфазных трансформаторов групп Y/Y—0 и Y/Δ—11

§ 18.3. Параллельная работа трансформаторов при нагрузке

Для возможности параллельной работы трансформаторов при нагрузке необходимо выполнить кроме перечисленных выше условий еще дополнительное условие — равенство напряжений короткого замыкания при номинальном токе каждого трансформатора. Только при этом условии внешняя нагрузка распределится между трансформаторами пропорционально их номинальным мощностям. Например, в случае параллельной работы двух трансформаторов при нагрузке это условие представляется в виде (В)

$$U'_{1к} = U''_{1к} = I'_1 z'_к = I''_1 z''_к, \qquad (18.1)$$

где I_1' и I_1'' — номинальные первичные токи трансформаторов, А; $z_к'$ и $z_к''$ — полные сопротивления короткого замыкания их согласно уравнению (15.1), Ом.

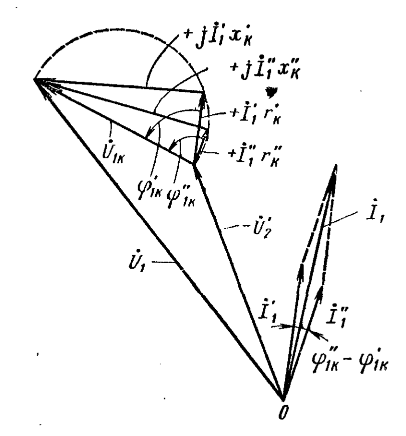


Рис. 18.4. Потенциальная диаграмма напряжений при параллельной работе двух однофазных трансформаторов

На рис. 18.4 представлена потенциальная диаграмма напряжений при параллельной работе двух однофазных трансформаторов. Так как первичные обмотки этих трансформаторов присоединены к питающей сети с напряжением U_1, а вторичные обмотки соединены электрически, то при любой нагрузке напряжение U_1 является общим для первичных

обмоток и вторичное напряжение U_2 — общим для вторичных обмоток обоих трансформаторов. В потенциальной диаграмме векторы первичного и приведенного вторичного напряжений связаны общим вектором полного падения напряжения в трансформаторах $U_{1к}$ (см. рис. 18.4). Поэтому на основании уравнения (18.1) отношение первичных токов параллельно работающих трансформаторов будет

$$I_1' / I_1'' = z_к'' / z_к', \tag{18.2}$$

т. е. номинальные токи трансформаторов распределяются обратно пропорционально их полным сопротивлениям короткого замыкания. В таком же отношении находятся и токи трансформаторов при любой другой нагрузке.

Как показывает рис. 18.4, токи I_1' и I_1'' трансформаторов сдвинуты на разные углы относительно напряжения и общий ток нагрузки определяется геометрической суммой этих токов. Из потенциальной диаграммы (см. рис. 18.4) для общего тока (А) нагрузки можно написать

$$I = \sqrt{I_1'^2 + I_1''^2 + 2I_1' I_1'' \cos(\varphi_{1к}'' - \varphi_{1к}')}, \tag{18.3}$$

где $\mathrm{tg}\varphi'_{1к} = x_к' / r_к'$, $\mathrm{tg}\varphi_{1к}'' = x_к''/r_к''$; $r_к'$, $x_к'$ и $r_к''$, $x_к''$ — активные и индуктивные сопротивления короткого замыкания трансформаторов.

Если треугольники короткого замыкания трансформаторов равны, то отношения сопротивлений $x_к'/r_к' = x_к''/r_к''$ и, следовательно, углы $\varphi_{1к}' = \varphi_{1к}''$. В этом случае токи I_1' и I_1'' трансформаторов совпадут по фазе друг с другом и общим током I нагрузки. Последний по уравнению (18.3) представляет собой алгебраическую сумму этих токов: $I = I'_1 + I_1''$.

ГЛАВА XIX

МНОГООБМОТОЧНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Многообмоточные трансформаторы получили большое распространение как в области крупных силовых электроэнергетических установок, так и в диапазоне малых мощностей, в особенности в установках радиоэлектроники.

В крупных силовых установках из многообмоточных трансформаторов применяются главным образом трехобмоточные, в установках радиоэлектроники — трех- и четырехобмоточные и встречаются даже пятиобмоточные силовые трансформаторы. К ним относятся различные накальные трансформаторы, высоковольтные трансформаторы малой мощности и другие типы, широко используемые в радиоэлектронной, бытовой и специальной аппаратуре.

Принцип действия и устройства многообмоточного трансформатора не отличается от двухобмоточного. В нем одна обмотка является первичной, включаемой в питающую сеть, а остальные — вторичные. На рис. 19.1 представлена принципиальная схема однофазного много-

обмоточного трансформатора, а на рис. 19.2 — диаграмма сложения м. д. с. первичной и вторичных обмоток его при нагрузке. Как показывает рис. 19.2, м. д. с. $\dot{F}_1 = \dot{I}_1 w_1$ первичной обмотки компенсирует суммарную м. д. с. $\sum_2^n \dot{I}_n w_n$ вторичных обмоток и сохраняет неизменной намагничивающую м. д. с. $\dot{F}_0 = \dot{I}_0 w_1$ холостого хода, создающую амплитуду магнитного поля в сердечнике Φ_m. Составляющая м. д. с. первичной обмотки, компенсирующая суммарную м. д. с. вторичных обмоток (см. рис. 19.2),

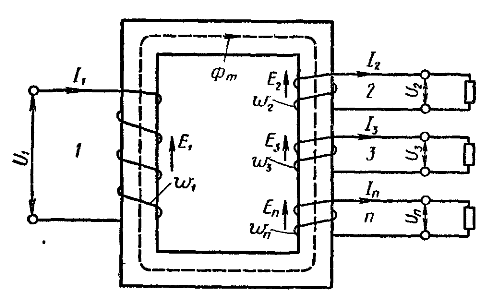


Рис. 19 1. Схема многообмоточного трансформатора

$$-\dot{I}_1' w_1 = \sum_2^n \dot{I}_n w_n \text{ или}$$

$$\dot{I}_1' = -\sum_2^n \dot{I}_n (w_n / w_1) = $$

$$= \sum_2^n \dot{I}_n', \quad (19.1)$$

где приведенный к числу витков первичной обмотки w_1 вторичный ток n-й обмотки $\dot{I}'_n = \dot{I}_n / k_{en}$, при этом коэффициент трансформации соответствующей пары обмоток $k_{en} = w_1/w_n$, w_n — число витков n-й обмотки.

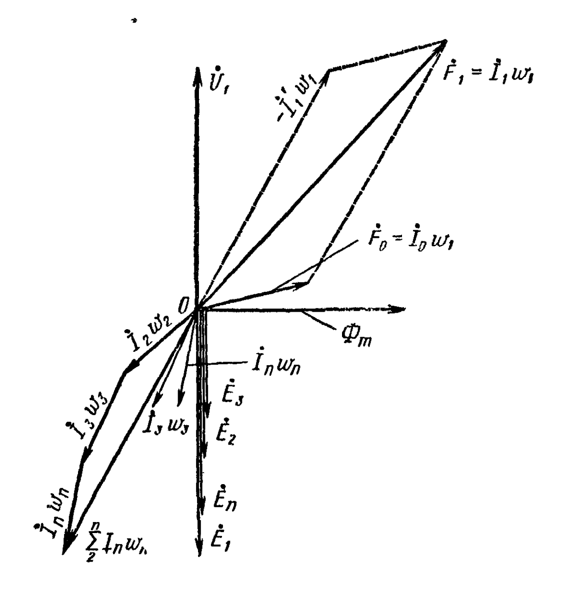


Рис. 19.2. Диаграмма сложения м. д. с. многообмоточного трансформатора

Для построения векторных диаграмм напряжений и токов и определения падений напряжения в обмотках предварительно приводят известным способом все величины вторичных обмоток к числу витков первичной обмотки w_1; тогда приведенные величины обмоток будут иметь вид:

э. д. с.

$$E_1 = E_2' = E_3' = \ldots = E_n' = E_n k_{en}; \quad (19.2)$$

токи

$$I_2' = I_2 / k_{e2}; \quad I_3' = I_3 / k_{e3}; \ldots ; \quad I_n' = I_n / k_{en}. \quad (19.3)$$

Приведенные параметры обмоток:
активные сопротивления:

$$r_1; \quad r_2' = k_{e2}^2 r_2; \quad r_3' = k_{e3}^2 r_3; \; \dots \; ; \; r_n' = k_{en}^2 r_n; \tag{19.4}$$

полные индуктивные сопротивления от самоиндукции их полей:

$$x_{11}; \quad x_{22}' = k_{e2}^2 x_{22}; \quad x_{33}' = k_{e3}^2 x_{33}; \; \dots \; ; \; x_{nn}' = k_{en}^2 x_{nn}; \tag{19.5}$$

полные индуктивные сопротивления от взаимной индукции полей соседних обмоток:

$$\left.\begin{aligned}
&x_{12}' = k_{e1} k_{e2} x_{12}; \quad x_{13}' = k_{e1} k_{e3} x_{13}; \dots ; \; x_{1n}' = k_{e1} k_{en} x_{1n}; \\
&x_{21}' = k_{e2} k_{e1} x_{21}; \quad x_{23}' = k_{e2} k_{e3} x_{23}; \dots ; \; x_{2n}' = k_{e2} k_{en} x_{2n}; \\
&\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\
&x_{n1}' = k_{en} k_{e1} x_{n1}; \; x_{n2}' = k_{en} k_{e2} x_{n2}; \dots ; \; x_{n(n-1)}' = k_{en} k_{e(n-1)} x_{n(n-1)}.
\end{aligned}\right\} \tag{19.6}$$

При этом $x_{12}' = x_{21}'$; $x_{13}' = x_{31}'$; $x_{23}' = x'_{32}$ и т. д.

Уравнения равновесия напряжений и э. д. с. многообмоточного трансформатора по закону Кирхгофа:

$$\left.\begin{aligned}
&\dot U_1 = -\dot E_1 + \dot I_1 r_1 + j\left(\dot I_1 x_{11}' + \dot I_2 x_{12}' + \dot I_3' x_{13}' + \dots + \dot I_n' x_{1n}'\right); \\
&\dot U_2' = \dot E_2' - \dot I_2' r_2' - j\left(\dot I_1 x_{21}' + \dot I_2 x_{22}' + \dot I_3' x_{23}' + \dots + \dot I_n' x_{2n}'\right); \\
&\dot U_3' = \dot E_3' - \dot I_3' r_3' - j\left(\dot I_1 x_{31}' + \dot I_2' x_{32}' + \dot I_3' x_{33}' + \dots + \dot I_n' x_{3n}'\right); \\
&\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\
&\dot U_n' = \dot E_n' - \dot I_n' r_n' - j\left(\dot I_1 x_{n1}' + \dot I_2' x_{n2}' + \dot I_3' x_{n3}' + \dots + \dot I_n' x_{nn}'\right).
\end{aligned}\right\} \tag{19.7}$$

Если для простоты рассмотрения рабочего процесса пренебречь током I_0 холостого хода трансформатора, то при холостой работе его приведенное напряжение любой вторичной обмотки будет равно первичному напряжению U_1, так как все эти обмотки приведены к числу витков w_1 первичной и падения напряжения в них в этом режиме отсутствуют. Для определения падения напряжения при нагрузке в любой паре обмоток достаточно взять сумму первого уравнения с любым из остальных уравнений системы (19.7). Это позволит построить потенциальные диаграммы напряжений любой пары обмоток трансформатора.

Так как при построении потенциальных диаграмм напряжений соответствующих пар обмоток трансформатора для простоты пренебрегают током холостого хода, то по закону Ленца сумма м. д. с. обмоток трансформатора из уравнений (19.1)

$$\sum_1^n \dot I_n w_n = 0 \quad \text{или} \quad \sum_1^n \dot I_n' = 0. \tag{19.8}$$

Для иллюстрации применения уравнений (19.7) и (19.8) при исследовании рабочего процесса многообмоточного трансформатора рассмотрим в качестве примера построение потенциальных диаграмм напряжений двух пар обмоток однофазного трехобмоточного трансформатора. Принципиальная схема этого трансформатора представлена на рис. 19.3. Для данного случая уравнение (19.8) принимает вид

$$\dot{I}'_1 = -\dot{I}'_2 - \dot{I}'_3, \tag{19.9}$$

при этом в уравнениях (19.7) первичный ток $\dot{I}_1 = \dot{I}_1'$, так как $I_0 = 0$ (см. рис. 19.2).

Если сложить первое уравнение системы (19.7) с вторым и третьим уравнениями, принимая во внимание уравнение (19.9) и преобразовывая его, то получим следующие уравнения для падений напряжения соответствующих пар обмоток однофазного трехобмоточного трансформатора при нагрузке:

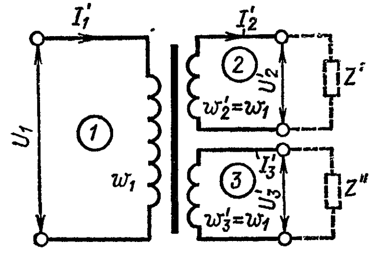


Рис. 19.3. Схема трехобмоточного трансформатора

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 + \dot{U}'_2 &= -\dot{I}'_2 (r_{\text{к}12} + jx_{\text{к}12}) - \dot{I}'_3 (r_1 + jx_{123}); \\ \dot{U}_1 + \dot{U}'_3 &= -\dot{I}'_2 (r_1 + jx_{123}) - \dot{I}'_3 (r_{\text{к}13} + jx_{\text{к}13}), \end{aligned}\right\} \tag{19.10}$$

где $x_{\text{к}12} = x_{11} - x'_{12} + x'_{22} - x'_{21} = x_1 + x'_2$ — индуктивное сопротивление короткого замыкания первой и второй обмоток трансформатора, Ом; $x_{\text{к}13} = x_{11} - x_{13}' + x'_{33} - x_{31}' = x'_1 + x'_3$ — то же, первой и третьей обмоток трансформатора, Ом; при этом $x_1 = x_{11} - x'_{12}$ — индуктивное сопротивление рассеяния первой обмотки при разомкнутой третьей, Ом; $x'_2 = x'_{22} - x'_{21}$ — то же, второй обмотки, приведенное к числу витков первой при разомкнутой третьей обмотке, Ом; $x_1' = x_{11} - x'_{13}$ — индуктивное сопротивление рассеяния первой обмотки при разомкнутой второй, Ом; $x_3' = x'_{33} - x'_{31}$ — то же, третьей обмотки, приведенное к числу витков первой при разомкнутой второй обмотке, Ом.

Если вычесть из второго уравнения системы (19.7) третье уравнение и результат преобразовать, то получим индуктивное сопротивление (Ом) короткого замыкания второй и третьей обмоток трансформатора:

$$x_{\text{к}23} = x'_{22} - x'_{23} + x'_{33} - x'_{32} = x''_2 + x''_3,$$

при этом $x_2'' = x'_{22} - x_{23}'$ — приведенное к числу витков первой обмотки индуктивное сопротивление рассеяния второй при разомкнутой первой обмотке, Ом; $x''_3 = x'_{33} - x'_{32}$ — то же, третьей обмотки при разомкнутой первой, Ом.

Наконец, индуктивное сопротивление (Ом) взаимного влияния обмоток, обозначенное в уравнениях (19.10) через x_{123},

$$x_{123} = x_{11} - x'_{12} + x'_{32} - x'_{31} = (x_{к12} + x_{к13} - x_{к23}) / 2, \qquad (19.11)$$

а активные сопротивления (Ом) короткого замыкания соответствующих пар обмоток:

$$r_{к12} = r_1 + r'_2; \quad r_{к13} = r_1 + r'_3. \qquad (19.12)$$

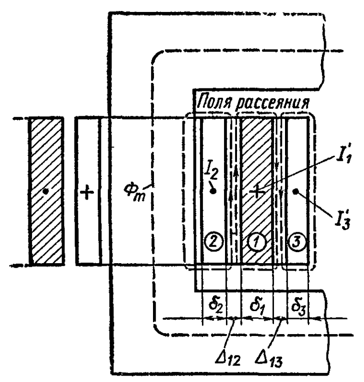


Рис. 19.4. Расположение обмоток на стержне трехобмоточного трансформатора

В зависимости от относительного расположения обмоток на стержне сердечника трансформатора индуктивное сопротивление x_{123} взаимного влияния обмоток может принимать как положительные, так и отрицательные значения и, в частности, быть равным нулю. Поэтому у многообмоточных трансформаторов размещение обмоток на стержне не может быть произвольным, а подчиняется требованию, чтобы при изменении нагрузки одной обмотки колебания напряжения в других были по возможности наименьшими. Так, например, в рассматриваемом случае для однофазного трехобмоточного трансформатора взаимное влияние между обмотками *2* и *3* будет наименьшим, если по уравнению (19.11) $x_{123} = 0$ или

$$x_{к12} + x_{к13} - x_{к23} = 0. \qquad (19.13)$$

Такое соотношение возможно только в том случае, когда первичная обмотка *1* располагается на стержне между вторичными обмотками *2* и *3* (рис. 19.4). Согласно уравнению (19.13) индуктивное сопротивление $x_{к23}$ короткого замыкания второй и третьей обмоток численно должно равняться сумме аналогичных сопротивлений двух других пар обмоток. Величина же индуктивного сопротивления короткого замыкания двух обмоток трансформатора пропорциональна приведенному расстоянию между ними. Например, для обмоток *2* и *3* это расстояние (см) (см. рис. 19.4).

$$\Delta_{о23} = \Delta_{23} + (\delta_2 + \delta_3) / 3, \qquad (19.14)$$

где Δ_{23} — радиальное расстояние между обмотками *2* и *3*, см; δ_2 и δ_3 — радиальные толщины этих обмоток, см.

Аналогично для двух других пар обмоток приведенные расстояния (см) (см. рис. 19.4)

$$\Delta_{о12} = \Delta_{12} + (\delta_1 + \delta_2) / 3; \quad \Delta_{о13} = \Delta_{13} + (\delta_1 + \delta_3) / 3, \qquad (19.15)$$

где δ_1 — радиальная толщина обмотки *1*, см.

Индуктивное сопротивление (Ом) короткого замыкания трансформатора

$$x_к = 4f_1 w_1^2 \Delta_\sigma l_{ср} \cdot 10^{-10} / l_\sigma \equiv \Delta_\sigma, \qquad (19.16)$$

т. е. его величина пропорциональна приведенному расстоянию Δ_σ между двумя обмотками. Следовательно, для случая однофазного трехобмоточного трансформатора с учетом уравнений (19.14) — (19.16)

$$x_{к12} \equiv \Delta_{\sigma12}; \quad x_{к13} \equiv \Delta_{\sigma13} \quad и \quad x_{к23} \equiv \Delta_{\sigma23}. \qquad (19.17)$$

В связи с этим для выполнения уравнения (19.13) приведенное расстояние $\Delta_{\sigma23}$ между вторичными обмотками *2* и *3* должно быть наибо́льшим. Это возможно только при расположении первичной обмотки *1* на стержне между обмотками *2* и *3* (см. рис. 19.4).

Следует отметить, что без взаимного влияния изменения нагрузки одних вторичных обмоток на индуктивные составляющие падений напряжения других обмоток могут быть выполнены только трехобмоточные трансформаторы, где возможно практически обеспечить значение $x_{123} \approx 0$.

У трансформаторов с более чем тремя обмотками первичная или питаемая от сети обмотка должна располагаться на стержне по возможности в середине других обмоток. Тогда взаимное влияние нагрузок на индуктивные составляющие падения напряжения этих обмоток будет минимальным.

Значения активных и индуктивных сопротивлений короткого замыкания соответствующих пар обмоток многообмоточного трансформатора можно определить из опытов короткого замыкания каждой из этих пар аналогично тому, как этот опыт выполняется в двухобмоточном

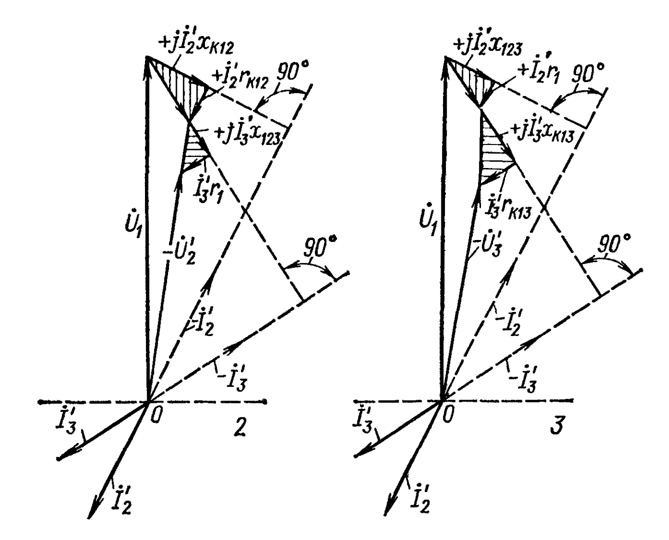


Рис. 19.5. Потенциальные диаграммы напряжений трехобмоточного трансформатора

трансформаторе (см. рис. 15.1). Для этой цели одна обмотка данной пары замыкается накоротко, а к другой подводится из сети пониженное напряжение, при котором ток в замкнутой обмотке будет номинальным; все же остальные обмотки трансформатора во время опыта остаются разомкнутыми. Так, например, в однофазном трехобмоточном трансформаторе (см. рис. 19.3) для опытного определения сопротивлений обмоток $r_{к12}$, $r_{к13}$, $r_{к23}$ и $x_{к12}$, $x_{к13}$, $x_{к23}$ нужно выполнить три опыта короткого замыкания следующих их пар: обмоток *1* и *2* при разомкнутой третьей, обмоток *1* и *3* при разомкнутой второй и обмоток *2* и *3* при разомкнутой первой.

Для построения потенциальных диаграмм напряжений однофазного трехобмоточного трансформатора нужно решить уравнения (19.10) относительно $-\dot{U}'_2$ и $-\dot{U}'_3$, тогда

$$\left.\begin{aligned} -\dot{U}'_2 &= \dot{U}_1 + \dot{I}'_2(r_{к12} + jx_{к12}) + \dot{I}'_3(r_1 + jx_{123}); \\ -\dot{U}'_3 &= \dot{U}_1 + \dot{I}'_2(r_1 + jx_{123}) + \dot{I}'_3(r_{к13} + jx_{к13}). \end{aligned}\right\} \qquad (19.18)$$

На основании уравнений (19.18) на рис. 19.5 дано построение потенциальных диаграмм напряжений для обмоток *2* и *3*, при этом для ясности рисунка диаграммы для напряжений $-\dot{U}'_2$ и $-\dot{U}'_3$ построены раздельно при одном и том же значении первичного напряжения $\dot{U}_1$ и величин вторичных токов $\dot{I}'_2$ и $\dot{I}'_3$.

ГЛАВА XX

АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

Автотрансформатор отличается от силового трансформатора тем, что он имеет одну обмотку, часть которой одновременно принадлежит первичной и вторичной цепям. Вследствие этого передача мощности в автотрансформаторе из первичной цепи во вторичную происходит электрическим и магнитным путями. В конструктивном отношении различия между автотрансформатором и трансформатором практически не существует.

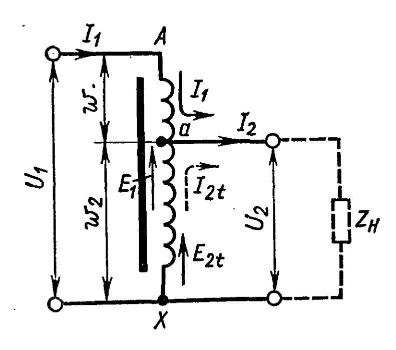


Рис. 20.1. Схема однофазного понижающего автотрансформатора

Однофазные автотрансформаторы малой мощности широко применяют в различной радиоэлектронной и бытовой аппаратуре, в устройствах проводной связи, а также в некоторых промышленных установках для питания низковольтных ламп накаливания.

На рис. 20.1 представлена схема однофазного понижающего автотрансформатора. В ней E_1 — индуцированная э. д. с. между точками обмотки AX с числом витков $|w_1 + w_2|$, а E_{2t} — э. д. с. между точками обмотки aX с числом витков w_2, являющаяся частью э. д. с. E_1. По закону равновесия м. д. с. частей обмотки с числами витков w_1 и w_2 и токами I_1 и I_{2t} при условии пренебрежения током холостого хода ($I_0 \approx 0$) можно написать, что $I_1 w_1 \approx I_{2t} w_2$ или индуцированный вторичный ток (А)

$$I_{2t} = I_1 (w_1 / w_2), \qquad (20.1)$$

где I_1 — первичный ток, А.

Общий вторичный ток внешней цепи из схемы (см. рис. 20.1)

$$I_2 = I_1 + I_{2t} = I_1 (w_1 + w_2) / w_2 = I_1 k_e, \qquad (20.2)$$

следовательно, как и в трансформаторе, при $I_0 \approx 0$

$$I_1 = I_2 / k_e, \qquad (20.3)$$

где коэффициент трансформации понижающего автотрансформатора

$$k_e = (w_1 + w_2) / w_2 > 1. \qquad (20.4)$$

Индуцированный вторичный ток (А) в обмотке aX

$$I_{2t} = I_2 - I_1 = I_2 (k_e - 1) / k_e. \qquad (20.5)$$

При пренебрежении потерями энергии и током холостого хода полная мощность (В·А), передаваемая из первичной цепи во вторичную понижающего автотрансформатора, с учетом (20.2)

$$P_2 = U_2 I_2 = U_2 I_1 + U_2 I_{2t} = P_э + P_{2t}, \qquad (20.6)$$

где $P_э = U_2 I_1 = U_2 I_2 / k_e$ — мощность, передаваемая из первичной цепи автотрансформатора во вторичную электрическим путем, В·А; $P_{2t} = U_2 I_{2t} = U_2 I_2 (k_e - 1) / k_e$ — мощность, передаваемая во вторичную цепь его магнитным путем, В·А.

Основные размеры автотрансформатора и его потери энергии определяются электромагнитной мощностью P_{2t}, передаваемой во вторичную цепь магнитным путем. Как показывает уравнение (20.6), при одинаковых размерах и равных токах в обмотках трансформатора и автотрансформатора выходная мощность последнего больше на величину $P_э$, передаваемую из первичной цепи электрическим путем. Действительно, если отдаваемая или выходная вторичная мощность автотрансформатора $P_{2автотр} = U_2 I_2$, то выходная мощность $P_{2тр}$ трансформатора тех же размеров будет равна мощности P_{2t} автотрансформатора, передаваемой во вторичную цепь магнитным путем: $P_{2тр} = P_{2t} = U_2 I_2 (k_e - 1) / k_e$. Следовательно, отношение выходных мощностей понижающего автотрансформатора и трансформатора одинаковых размеров будет

$$P_{2автотр} / P_{2тр} = k_e / (k_e - 1). \qquad (20.7)$$

т. е. выходная мощность понижающего автотрансформатора больше мощности трансформатора тех же размеров в $k_e/(k_e-1)$ раз. Как показывает уравнение (20.7), автотрансформатор выгодно применять в тех случаях, когда его коэффициент трансформации близок к единице. В этом случае электромагнитная или расчетная мощность его P_{2t} мала по сравнению с выходной мощностью $P_2 = U_2 I_2$. В связи с этим размеры, масса, стоимость и потери автотрансформатора значительно меньше, чем у трансформатора той же мощности P_2. Или же при одинаковых размерах их выходная мощность автотрансформатора, определенная по (20.7), будет соответственно больше. Так, например, при коэффициенте трансформации $k_e = 2$ выходная мощность автотрансформатора вдвое, а при $k_e = 1{,}2$ в шесть раз больше, чем трансформатора тех же размеров.

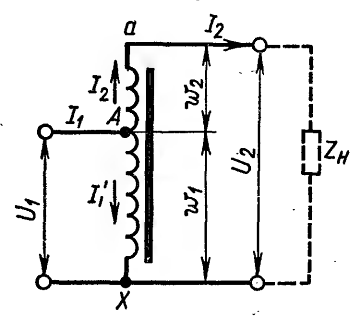


Рис. 20.2. Схема однофазного повышающего автотрансформатора

На рис. 20.2 представлена схема однофазного повышающего автотрансформатора.

Автотрансформатор, по аналогии с трансформатором, при необходимости можно также представить эквивалентной схемой замещения. Для составления уравнений равновесия э. д. с. первичной и вторичной цепей автотрансформатора удобно ввести следующие обозначения активных и индуктивных сопротивлений (Ом) частей обмотки понижающего автотрансформатора: Aa — с числом витков w_1 и aX — с числом витков w_2 (см. рис. 20.1):

$$r_1 = r_{Aa}; \quad x_1 = x_{Aa}; \quad r_2 = r_{aX}; \quad x_2 = x_{aX}. \qquad (20.8)$$

При пренебрежении током холостого хода автотрансформатора ($I_0 \approx 0$) соотношение между токами в нем определяется уравнением (20.3).

По аналогии с трансформатором (см. рис. 20.1) можно написать следующие уравнения равновесия э. д. с. для первичной и вторичной цепей:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_{2t} Z_2 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_2' Z_2 (k_e - 1); \qquad (20.9)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_{2t} - \dot{I}_{2t} Z_2 = \dot{E}_{2t} - \dot{I}_2' Z_2 (k_e - 1). \qquad (20.10)$$

Умножая уравнение (20.10) на коэффициент трансформации k_e и учитывая, что $\dot{E}_{2t} k_e = \dot{E}_1$, получим

$$\dot{U}_2' = \dot{E}_1 - \dot{I}_2' Z_2 (k_e - 1) k_e. \qquad (20.11)$$

Сложением уравнений (20.9) и (20.11) можно получить полное падение напряжения в автотрансформаторе при нагрузке в виде

$$\dot{U}_1 + \dot{U}_2' = \dot{I}_1 Z_1 - \dot{I}_2' Z_2 (k_e - 1)^2, \qquad (20.12)$$

откуда обратная величина вторичного напряжения автотрансформатора

$$-\dot{U}'_2 = \dot{U}_1 - \dot{I}_1 r_1 - j\dot{I}_1 x_1 - (-\dot{I}'_2)\, r'_2 - j(-\dot{I}'_2)\, x'_2, \quad (20.13)$$

где $r_2' = r_2 (k_e - 1)^2$; $x'_2 = x_2(k_e - 1)^2$ — приведенные к числу витков w_1 сопротивления вторичной цепи aX понижающего автотрансформатора; при этом $(k_e - 1) = w_1/w_2$.

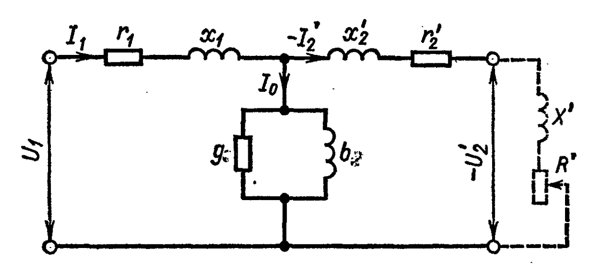


Рис. 20.3. Схема замещения автотрансформатора

На основании уравнений (20.9), (20.11) и (20.13) на рис. 20.3 представлена эквивалентная схема замещения автотрансформатора, в которой проводимости намагничивающего контура $g_м$ и $b_м$ определяются уравнениями (14.13).

Если для простоты построения потенциальной диаграммы напряжений автотрансформатора пренебречь током холостого хода ($I_0 \approx 0$), то $\dot{I}_1 = -\dot{I}_2'$ и уравнение (20.13) примет вид

$$-\dot{U}'_2 = \dot{U}_1 - \dot{I}_1 r_к - j\dot{I}_1 x_к, \quad (20.14)$$

где $r_к = r_1 + r'_2$; $x_к = x_1 + x'_2$ — активное и индуктивное сопротивления короткого замыкания автотрансформатора, Ом; эти сопротивления можно получить из опыта короткого замыкания автотрансформатора, выполняемого таким же способом, как и для трансформатора.

На основании уравнения (20.14) на рис. 20.4 дано построение потенциальной диаграммы напряжений автотрансформатора при нагрузке, из которой определяется относительное изменение напряжения при переходе от холостого хода к полной нагрузке по формуле

$$\Delta U_{\%} = (U_1 - U_2')\, 100 / U_1 = (OK - Oa)\, 100 / OK. \quad (20.15)$$

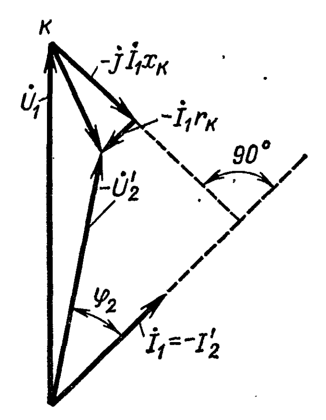


Рис. 20.4. Потенциальная диаграмма напряжений автотрансформатора

Эту величину можно вычислить также по уравнению (14.21).

В заключение данной главы следует от-

метить, что в крупных силовых электроэнергетических установках кроме однофазных применяют также и трехфазные автотрансформаторы. Схема одной фазы трехфазного автотрансформатора практически не отличается от рассмотренных выше схем однофазных автотрансформаторов. Три фазы его обычно соединяются звездой на первичной стороне.

ГЛАВА XXI

ПИКОВЫЕ И ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 21.1. Пиковые трансформаторы

Под пиковым трансформатором понимают специальный тип трансформатора, который служит для преобразования первичного напряжения синусоидальной формы во вторичное напряжение пикообразного вида. Эти трансформаторы получили практическое применение в установках с тиратронами и ртутными выпрямителями, снабженными регулирующими сетками, и являются в них одним из необходимых элементов. Они также встречаются в системах атоматики и индикаторных схемах некоторых радиоустройств для преобразования синусоидальных колебаний напряжения в импульсные.

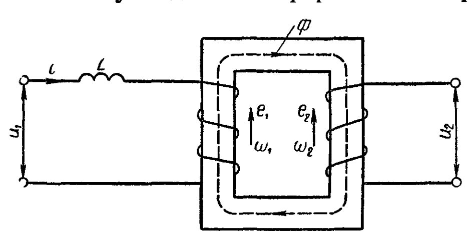


Рис. 21 1. Пиковый трансформатор стержневого типа с индуктивностью в первичной цепи

Принцип получения пиковой формы кривой напряжения в трансформаторе основывается на уплощении кривой магнитного поля в его сердечнике во времени. Если в первичную обмотку трансформатора с насыщенным сердечником включить последовательно индуктивность неизменной величины (см. рис. 21.1), то при общем синусоидальном напряжении кривая магнитного поля во времени в сердечнике трансформатора уплощается, а кривые первичной и вторичной э. д. с., как производные от поля по времени, заостряются. Этот принцип и лежит в основе работы пиковых трансформаторов.

В самом деле, если приложенное к первичной цепи пикового трансформатора (рис. 21.1) напряжение имеет вид $u_1 = U_1 \sqrt{2} \sin \omega t$, то уравнение равновесия напряжений в этой цепи

$$U_1 \sqrt{2} \sin \omega t = w_1 (d\Phi/dt) + i_1 r_1 + L (di_1/dt), \qquad (21.1)$$

где L — суммарная индуктивность внешней катушки и рассеяния первичной обмотки трансформатора, Г.

После интегрирования уравнения (21.1) при условии пренебрежения активным сопротивлением первичной обмотки трансформатора ($r_1 \approx \approx 0$) получается следующее уравнение потокосцеплений в этой цепи в В·с или Вб:

$$\Psi_m \sin(\omega t - \pi/2) = w_1\phi + Li_1, \qquad (21.2)$$

где $\Psi_m = U_1\sqrt{2}/\omega$ — амплитуда суммарного значения потокосцеплений в первичной цепи, Вб.

На рис. 21.2 представлены кривые намагничивания отдельных элементов трансформатора: сердечника $w_1\phi = f_1(i_1)$, индуктивной катуш-

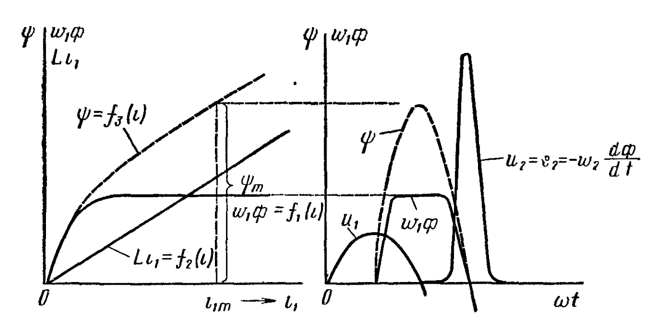


Рис 21 2 Принцип получения напряжения пиковой формы

ки $Li_1 = f_2(i_1)$ и суммарная кривая $\psi = f_3(i_1)$ и зависимости потокосцеплений во времени. Кривая потокосцеплений сердечника трансформатора $w_1\phi$ уплощается во времени, а кривая вторичной э. д. с. e_2, как производная от этого поля, заостряется. Чем больше величина постоянной индуктивности в первичной цепи трансформатора, тем более уплощается кривая магнитного поля во времени в сердечнике и заостряется кривая э. д. с. Этот принцип, как указывалось, и лежит в основе работы пиковых трансформаторов. Эти трансформаторы обычно выполняются однофазными.

По конструкции сердечника однофазные пиковые трансформаторы могут быть следующих типов:

1) стержневого типа: а) с последовательно включенной в первичную цепь индуктивной катушкой без стального сердечника (см. рис. 21.1); б) с магнитным шунтом *1* (рис. 21.3);

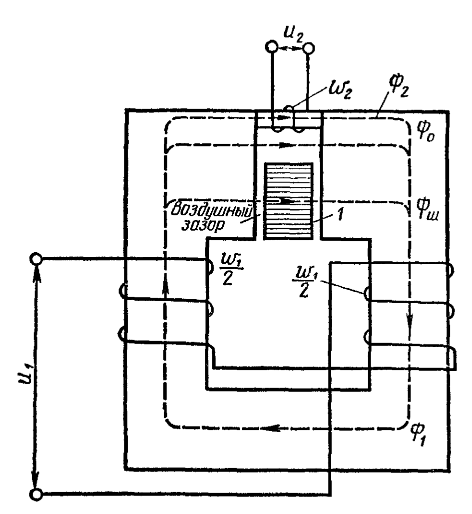


Рис. 21.3. Пиковый трансформатор стержневого типа с магнитным шунтом

2) броневого типа с магнитными шунтами (рис. 21.4).

Для сердечников таких трансформаторов целесообразно применять специальные магнитные сплавы, как, например, пермаллой или другие, которые насыщаются при превышении определенного значения м. д. с. намагничивающей обмотки.

Пиковые трансформаторы с магнитными шунтами имеют некоторые преимущества перед стержневым трансформатором с отдельной индуктивной катушкой в первичной цепи, так как в них может отсутствовать такая катушка и требуется значительно меньше специального сплава для сердечника.

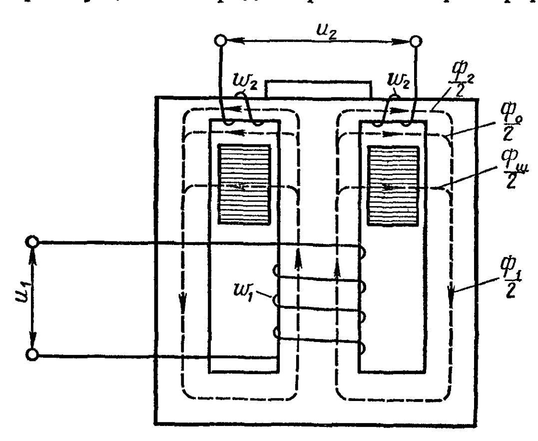


Рис. 21 4. Пиковый трансформатор броневого типа с магнитными шунтами

На рис. 21.3 и 21.4 представлены трансформаторы стержневого и броневого типов с магнитными шунтами. Главные стержни, ярма и магнитные шунты этих трансформаторов изготовляют из обыкновенной листовой горячекатаной электротехнической стали марок Э41 и Э42 с толщиной листа 0,35 мм (ГОСТ 802—58), а стержни, на которых расположены вторичные обмотки, целесообразно изготовлять из специального сплава, как, например, пермаллой и др. Они могут изготовляться также и из обыкновенной электротехнической стали, как и другие части сердечника трансформатора.

Толщина пакетов вторичных стержней этих трансформаторов вследствие их малого поперечного сечения обычно меньше толщины пакета главных стержней. Поэтому в собранном сердечнике вторичные стержни имеют вид узких перешейков, охватываемых вторичными катушками. Сборка сердечника производится впереплет. В окнах сердечника трансформатора между первичной и вторичной обмотками помещаются магнитные шунты, которые представляют собой пакеты полосок из листовой электротехнической стали (см. рис. 21.3 и 21.4).

На рис. 21.5 представлены кривые первичного и вторичного магнитных полей ϕ_1 и ϕ_2 первичного напряжения u_1 и индуцированной вторичной э. д. с. e_2 при холостом ходе пикового трансформатора. Когда вторичные стержни насыщаются, первичное магнитное поле ϕ_1 в основном замыкается через магнитные шунты и торцы окна сердечника, а кривая вторичного поля ϕ_2 во времени уплощается. При быстром изменении вторичного поля от положительного значения к отрицательному, или наоборот, во вторичной обмотке индуцируется э. д. с. e_2 пиковой формы во времени. Ее максимум совпадает с моментом прохождения вторичного магнитного поля ϕ_2 через нулевое значение. Сред-

няя скорость (В/град) изменения вторичного напряжения определяется отношением удвоенной амплитуды напряжения U_{m0} к ширине

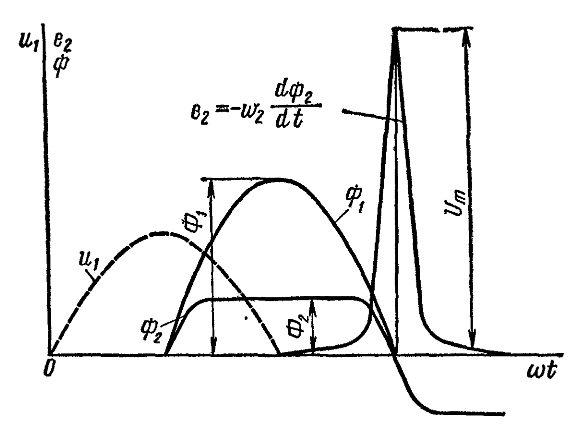


Рис 21.5. Кривые во времени полей и вторичной э. д. с. пикового трансформатора

T_0 основания треугольника в градусах, вписанного в пиковую кривую и лежащего основанием на оси абсцисс (см. рис. 21.5):

$$\xi_0 = 2U_{m0} / T_0. \qquad (21.3)$$

§ 21.2. Импульсные трансформаторы

Импульсным трансформатором называют специальный тип трансформатора, который служит для трансформации кратковременных импульсов напряжения приблизительно прямоугольной формы длительностью порядка нескольких микросекунд и менее, периодически повторяющихся с частотой примерно 500—2000 Гц или более. В некоторых случаях частота следования импульсов может быть значительно выше указанной. Эти трансформаторы находят широкое применение в радиолокации, телевидении и импульсной радиосвязи. При помощи их в этих областях техники осуществляется повышение амплитуды импульса напряжения, согласование полных сопротивлений источника напряжения и нагрузки, изменение полярности импульсов и межкаскадная связь в усилителях.

Импульсные трансформаторы должны удовлетворять требованию возможно меньшего искажения передачи формы трансформируемых импульсов напряжения. Искажение формы этих импульсов обусловливается возникновением в трансформаторах паразитных переходных процессов вследствие наличия в них емкостей и индуктивностей рассеяния обмоток. Эти параметры обмоток являются значительным

препятствием прохождению через трансформатор очень коротких импульсов напряжения.

Для уменьшения искажения формы трансформируемых импульсов напряжения необходимо при проектировании импульсных трансформаторов стремиться к возможно большему уменьшению указанных параметров их обмоток путем применения сердечников из специальных магнитных сплавов и использования обмоток надлежащей конструкции. При этом большое значение имеет уменьшение размеров сердечника и числа витков обмоток.

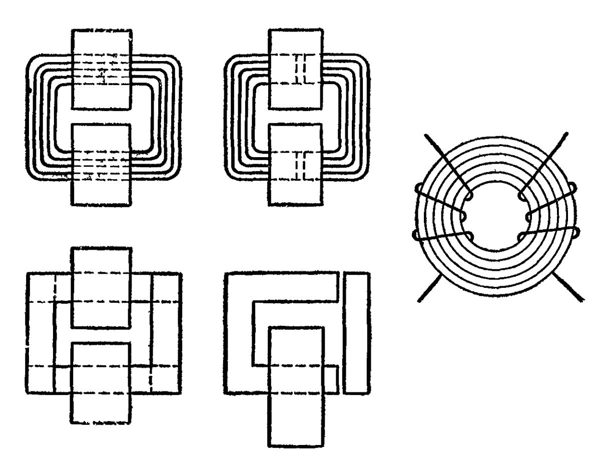


Рис. 21.6. Типы сердечников импульсных трансформаторов

По конструкции сердечников импульсные трансформаторы, как и обычные силовые трансформаторы малой мощности, могут быть стержневого и броневого типов. Однако малые импульсные трансформаторы, применяемые, например, для блокинг-генераторов или в качестве межкаскадных трансформаторов в усилителях, большей частью выполняются стержневого типа.

Материалом для сердечников импульсных трансформаторов обычно служит листовая горячекатаная электротехническая сталь марки Э44 и холоднокатаная сталь марок Э310 и Э340 толщиной листа 0,10 ÷ ÷ 0,20 мм (ГОСТ 802—58). Применяют также специальные магнитные сплавы той же или меньшей толщины, как, например, пермаллой разных марок и т. д. Эти материалы выпускают как в листах, так и в виде ленты. Они обладают повышенными магнитными свойствами в направлении прокатки, поэтому сердечники импульсных трансформаторов часто изготовляют из длинной ленты (навитого типа), направленной по пути замыкания магнитного поля (рис. 21.6).

В качестве изоляции между листами сердечника этих трансформаторов служит порошкообразная окись кремния или магния и оксидная изоляция.

Для сердечников малых импульсных трансформаторов, предназначенных для трансформирования импульсов напряжения длительностью менее 1 мкс при больших частотах их следования, применяют магнитный материал, называемый ферритом. По своим магнитным свойствам ферриты относятся к низкокоэрцитивным магнитным материалам. Благодаря высокому удельному электрическому сопротивлению ферритов магнитные потери на вихревые токи в них в переменных магнитных полях при больших частотах получаются незначительными. Ферриты представляют собой прессованный материал с мелкозернистой структурой. Они обладают значительной твердостью и поэтому плохо поддаются обработке обычным режущим инструментом. Их механическая обработка возможна только с помощью абразивов.

Различные исполнения сердечников малых импульсных трансформаторов стержневого типа представлены на рис. 21.6.

Обмотки малых импульсных трансформаторов выполняют обычно одно- или двухслойными цилиндрического типа в целях уменьшения индуктивности рассеяния.

Особенностью конструкции малых импульсных трансформаторов является компактность их сердечника и обмоток для обеспечения возможно меньших значений индуктивности рассеяния и распределенной емкости. В связи с этим при очень малых мощностях в импульсе нередко приходится применять неразрезные тороидальные сердечники (см. рис. 21.6).

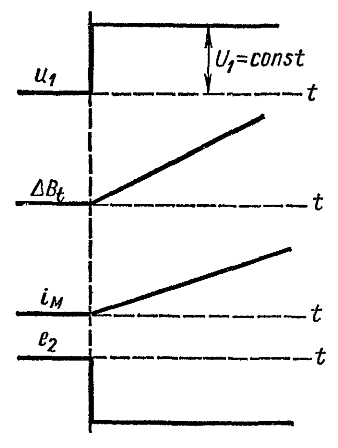


Рис. 21 7. Переходные процессы в импульсном трансформаторе

Принцип действия импульсного трансформатора представляется в следующем виде. Если к первичной обмотке его подводится прямоугольный импульс напряжения $u_1 = U_1 = \mathrm{const}$, то скорость изменения магнитной индукции в сердечнике трансформатора должна быть постоянной, так как

$$u_1 = -e_1 = w_1 Q_c (dB_c / dt)\, 10^2 = \mathrm{const};$$

следовательно, индукция в сердечнике $B_c = f(t)$ должна нарастать во времени по линейному закону (рис. 21.7).

Приращение магнитной индукции (Т) в сердечнике трансформатора

$$\Delta B_{ct} = \frac{10^{-2}}{w_1 Q_c} \int_0^t u_1 dt = \frac{U_1 \cdot 10^{-2}\, t}{w_1 Q_c}, \qquad (21.4)$$

где w_1 — число витков первичной обмотки; Q_c — поперечное сечение стержня сердечника, см^2; U_1 — амплитуда импульса первичного напряжения, В; t — время, мкс.

При линейном нарастании во времени индукции в сердечнике намагничивающий ток $i_м$ импульсного трансформатора за время действия импульса напряжения также нарастает по линейному закону (см. рис. 21.7).

К моменту окончания действия импульса напряжения $t = \tau_и$ приращение индукции (Т) в сердечнике, согласно уравнению (21.6), достигает величины

$$\Delta B_с = U_1 \tau_и \cdot 10^{-2} / (w_1 Q_с), \qquad (21.5)$$

где $\tau_и$ — длительность импульса напряжения, мкс.

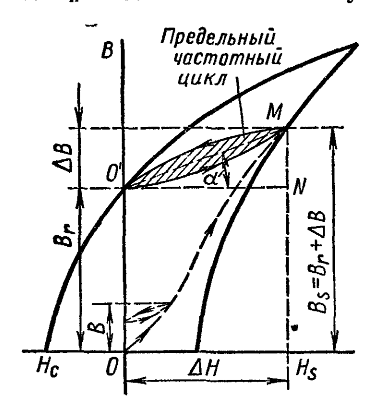


Рис 21 8 Процесс намагничивания импульсного трансформатора

При периодическом намагничивании сердечника импульсного трансформатора в нем имеет место гистерезис, характеризуемый определенной петлей с остаточной индукцией B_r и коэрцитивной силой H_c. В этом случае при периодически повторяющихся с определенной частотой прямоугольных импульсах напряжения длительностью $\tau_и$, мкс, процесс намагничивания сердечника трансформатора будет протекать по ряду частных циклов, пока не достигнет предельного частного цикла петли гистерезиса (рис. 21.8).

.Петля предельного частного цикла определяет магнитную проницаемость μ_Δ на этом цикле:

$$\operatorname{tg} \alpha = MN / O'N = k' \Delta B / \Delta H = k' \mu_\Delta, \qquad (21.6)$$

где k' — масштабный коэффициент.

Для импульсного режима работы трансформатора наиболее подходящими являются такие магнитные материалы, которые обладают низкой величиной остаточной индукции B_r и высоким значением индукции насыщения B_s (см. рис. 21.8). Это позволяет получить достаточно высокие приращения индукции в сердечниках трансформаторов: $\Delta B_{макс} = B_s - B_r$.

Нагрузкой импульсного трансформатора обычно является нелинейное сопротивление, имеющее приблизительно активный характер, как, например, магнетронный генератор, ламповый генератор, цепь сетки генераторной лампы или в некоторых случаях чисто активное сопротивление. Нелинейный характер сопротивления нагрузки за время действия импульса напряжения сравнительно мало влияет на переходные процессы в трансформаторе, поэтому данное сопротивление практически можно принимать активным, равным некоторому постоянному среднему значению. Ввиду такого характера нагрузки отдаваемая вторичной обмоткой импульсного трансформатора мощность обычно измеряется в ваттах или киловаттах.

В импульсных трансформаторах малой мощности отдаваемая вторичной обмоткой мощность в импульсе находится в диапазоне от нескольких десятков ватт до нескольких сотен киловатт, что соответствует средней мощности трансформатора за период посылки импульса в пределах от единиц до нескольких сотен ватт. Такое соотношение между средней и импульсной мощностями трансформатора обусловливается тем, что длительность импульса $\tau_и$ измеряется микросекундами, а период посылки его $T_п$ — миллисекундами, так что отношение $\tau_и$ к $T_п$ составляет величину порядка 10^{-3}.

Средняя отдаваемая мощность (Вт) импульсного трансформатора

$$P_{ср} = (1/T_п) \int_0^{\tau_и} P_2\,dt = P_2(\tau_и/T_п) = f_п \tau_и P_2, \qquad (21.7)$$

где $P_2 = U_2 I_2 = U_2^2/R_н$ — мощность вторичной обмотки трансформатора в импульсе, Вт; $f_п = 1/T_п$ — частота следования импульсов, Гц; $\tau_и$ — длительность импульса напряжения, с.

РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Синхронной машиной называют электрическую машину переменного тока, у которой частота индуцируемой в ней э. д. с. жестко связана со скоростью вращения машины. В современных электроэнергетических установках синхронная машина служит преобразователем механической энергии в энергию переменного тока как основного рода тока в них. Как указывалось во введении, современная электроэнергетическая установка состоит из трех основных частей: электрической станции (тепловой, гидравлической или атомной), вырабатывающей электрическую энергию; линии электропередачи и потребителей этой энергии. На тепловых, гидравлических или атомных электростанциях для производства электроэнергии переменного тока применяют крупные синхронные машины, называемые *турбо-* и *гидрогенераторами*, мощностью до нескольких сотен тысяч киловатт каждая и более. Однако рассмотрение устройства и рабочих свойств крупных синхронных машин не входит в задачу данной книги.

В третьем разделе книги рассматриваются только малые одно- и трехфазные синхронные генераторы и двигатели в диапазоне мощностей до нескольких сотен вольт-ампер или несколько более. В настоящее время эти машины находят широкое применение в различных областях новой техники — в автоматических устройствах, летательных аппаратах, установках проводной связи, самопишущих приборах, электрических часах и других областях.

ГЛАВА XXII

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И УСТРОЙСТВО СИНХРОННЫХ МАШИН

§ 22.1. Принцип действия и устройство синхронной машины

Как известно из первой главы, в коллекторной машине постоянного тока при вращении якоря в отдельных проводниках его обмотки индуцируются переменные э. д. с., которые благодаря механическому выпрямлению их посредством коллектора проявляются на зажимах машины в виде постоянного напряжения. Следовательно, если бы обмотка якоря машины была присоединена соответствующим образом не к коллектору, а к контактным кольцам, то от такой машины были бы

получены переменные напряжение и ток. Это означает, что принцип действия машины переменного тока по существу уже рассмотрен при изучении принципа устройства коллекторной машины постоянного тока. Действительно, в электрической машине переменного тока также происходит преобразование подводимой к ней механической энергии в электрическую или обратно. Это преобразование энергии базируется на тех же двух законах электричества и магнетизма, что и в коллекторной машине постоянного тока, а именно: на законе электромагнитной индукции и законе электромагнитного взаимодействия проводника с током и магнитного поля.

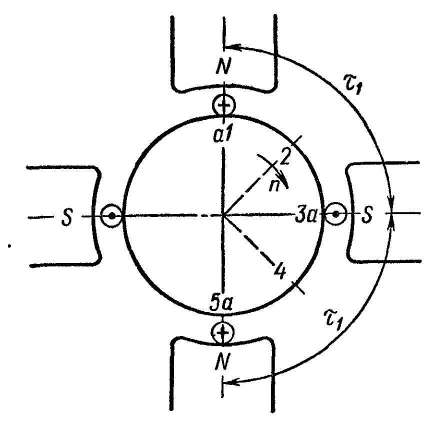


Рис. 22.1. К изменению индуцированной э. д. с. в проводнике

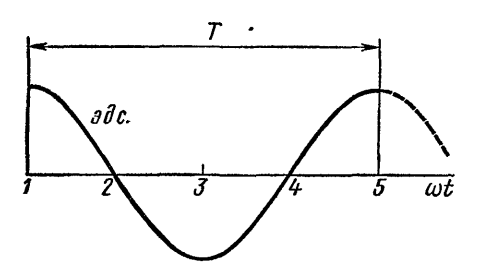


Рис. 22.2. Период изменения э. д. с в проводнике

В машине постоянного тока при вращении якоря в неподвижном магнитном поле частота изменения э. д. с. в отдельном проводнике обусловливается только скоростью вращения его и числом пар полюсов машины. В самом деле, за двойной полюсный шаг $2\tau_1$ э. д. с. в проводнике *a* (рис. 22.1) изменит свое направление два раза (рис. 22.2), т. е. совершит полный период изменения. Если число полюсов машины $2p$, то за один оборот якоря число периодов э. д. с. в проводнике *a* будет в *p* раз больше. При скорости вращения якоря *n* (об/мин) число периодов в секунду или частота (Гц) индуцируемой э. д. с. в проводнике

$$f_1 = pn/60. \qquad (22.1)$$

Как показывает уравнение (22.1), частота индуцируемой э. д. с. в машине переменного тока изменяется в строгом соответствии со скоростью вращения ее или синхронно с ней. Поэтому *синхронной машиной* называют электрическую машину переменного тока, у которой частота индуцируемой э. д. с. жестко связана со скоростью вращения машины.

В зависимости от характера вырабатываемого или потребляемого тока синхронные машины делятся на одно- и многофазные.

Для получения э. д. с. в обмотке электрической машины по закону электромагнитной индукции необходимо лишь относительное движение проводников обмотки и магнитного поля. В связи с этим синхронная машина конструктивно может быть выполнена в виде неподвижной

магнитной системы и вращающегося якоря с обмоткой (обыкновенная конструкция машины постоянного тока, якорь которой снабжен контактными кольцами вместо коллектора) и подвижной магнитной системы, называемой *ротором*, и неподвижного якоря, называемого вместе с поддерживающим его корпусом *статором*.

Современные синхронные машины, в особенности большой мощности, конструктивно выполняют в основном во второй форме, т. е. имеют подвижную магнитную систему, или ротор, и неподвижный якорь, или статор. Такая конструкция синхронной машины целесообразна благодаря следующим техническим достоинствам:

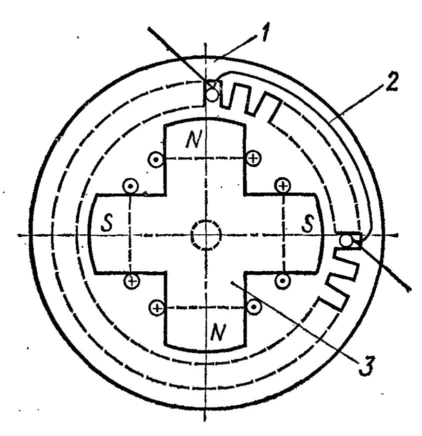


Рис. 22.3. Устройство статора и ротора синхронной машины

а) простоте конструкции машины в целом;

б) надежности изолирования и работы обмотки неподвижного статора;

в) получению напряжения и тока от машины без посредства контактных колец, поскольку рабочая обмотка ее неподвижна.

Статор *1* синхронной машины состоит из стального кольца, собранного в виде пакета из листовой электротехнической стали, по внутренней поверхности которого расположены пазы с уложенной в них обмоткой *2* (рис. 22.3). Обмотки статоров синхронных машин выполняют исключительно барабанного типа одно- и двухслойными.

В целях уменьшения магнитных потерь на вихревые токи в стали статора отдельные листы его изолируют друг от друга специальной бумагой или лаком, как и в якоре машины постоянного тока. Собранный пакет статора с обмоткой закрепляют в металлическом корпусе. В крупных синхронных машинах этот корпус выполняют обычно сварным из стальных листов необходимой толщины, и реже литым, а в малых машинах — из алюминия.

Что касается устройства ротора синхронной машины, то в зависимости от числа полюсов ее или скорости вращения она может иметь две различные конструкции ротора:

1. Явнополюсный ротор *3*, применяемый в многополюсных малых, средних и крупных синхронных машинах (см. рис. 22.3). К крупным многополюсным машинам относятся гидрогенераторы, устанавливаемые на гидроэлектростанциях и вращаемые гидравлическими турбинами со скоростью порядка 75—250 об/мин.

2. Неявнополюсный ротор, применяемый в двух- и четырехполюсных крупных синхронных машинах. К ним относятся турбогенераторы, устанавливаемые на тепловых и атомных электростанциях и приводимые во вращение паровыми или газовыми турбинами со скоростью 3000 и 1500 об/мин.

Неявнополюсный ротор синхронной машины представляет собой массивный стальной цилиндр, на части поверхности которого вдоль его образующих фрезеруют радиальные прямоугольные пазы. Остальные части поверхности цилиндра образуют вершины широких зубцов по числу полюсов ротора. В пазы его вставляют изоляционные коробки из прессованного миканита П-образного поперечного сечения, а в них укладывают стороны катушек обмотки возбуждения из плоских медных шин с соответствующей изоляцией между витками. Обмотка возбуждения ротора получается распределенной в пазах, где ее закрепляют металлическими клиньями профильного сечения, забиваемыми в пазы с торцов цилиндра. В результате такого устройства ротор машины получается в виде цилиндра без явных полюсов. Воздушный зазор между внутренней поверхностью статора и таким ротором получается равномерным по всей окружности.

Обмотка возбуждения ротора средних и крупных синхронных машин для создания магнитного поля питается постоянным током через посредство двух контактных колец на валу или от постороннего источника этого тока (сети, батареи, возбудителя или ионного выпрямителя) или при самовозбуждении машины — от обмотки статора через выпрямительное устройство. Для подвода тока к кольцам на них устанавливают неподвижные графитные щетки. В малых синхронных машинах возбуждение магнитного поля обычно осуществляется с помощью постоянных магнитов. В этом случае ротор машины выполняют или в виде явнополюсной звездочки из постоянных магнитов, или же цилиндра из магнитного сплава, намагниченного на соответствующее число полюсов.

§ 22.2. Принцип устройства одно- и трехфазной синхронных машин

На рис. 22.4 представлено устройство двух-, а на рис. 22.5 — четырехполюсной однофазной синхронной машины с явнополюсным ротором из постоянных магнитов. Как видно из рисунков, для образования витка обмотки на статоре нужно соединить между собой проводники, находящиеся друг от друга на расстоянии примерно полюсного шага τ_1, т. е. проводники, расположенные под разноименными полюсами. Следовательно, шаг витка или катушки на статоре, как и на якоре машины постоянного тока, равен или близок к полюсному шагу. Число же катушек обмотки однофазного статора, согласно рис. 22.4 и 22.5, равно числу пар полюсов p ротора (на пару полюсов ротора приходится одна катушка статора). По ГОСТу начало обмотки статора однофазной синхронной машины обозначают буквой A, а конец ее — буквой X.

При вращении ротора машины наибольшее значение э. д. с. в катушке обмотки статора будет в момент совпадения оси ротора с серединой активной стороны катушки. В этот момент число пересечений силовых линий магнитного поля ротора активной стороной катушки максимально. Действительно, в положении *1—3* ось полюсов ротора совпадает с осью катушки и пронизывающее ее магнитное поле максимально по величине. Однако при таком положении ротора смещение

оси его полюсов на незначительный угол относительно оси катушки не изменяет величины магнитного поля, пронизывающего катушку. Поэтому в ней по закону электромагнитной индукции э. д. с. $e = -w(d\phi/dt) = 0$. При вращении ротора против часовой стрелки пронизывающее катушку магнитное поле убывает, а число пересечений

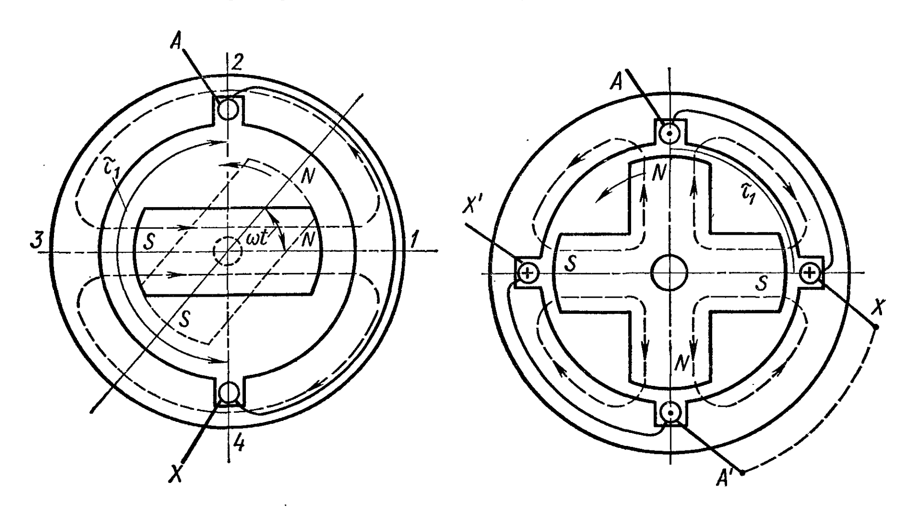


Рис. 22.4. Устройство двухполюсной однофазной синхронной машины

Рис. 22.5. Устройство четырехполюсной однофазной машины

силовых линий её проводниками одновременно возрастает и по закону электромагнитной индукции в катушке индуцируется э. д. с. Наибольшее значение ее будет в положении *2* северного полюса ротора. Для определения направления э. д. с. здесь нужно применить правило **левой** руки, так как в этой машине неподвижен проводник и вращается магнитное поле. При дальнейшем вращении ротора происходит уменьшение числа пересечений силовых линий проводниками или одновременно возрастание пронизывающего катушку поля. В положении *3* северного полюса э. д. с. в катушке равна нулю. Далее э. д. с. меняет свой знак, увеличиваясь опять по абсолютной величине до прежнего значения, и т. д.

Таким образом, э. д. с. в катушке статора максимальна, когда ось

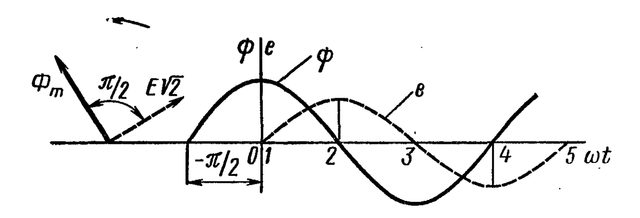


Рис. 22.6. Диаграмма поля и э. д. с. во времени однофазной машины

полюсов ротора находится под углом 90 эл. град к оси катушки. В это время пронизывающее катушку магнитное поле полюса равно нулю, а число пересечений силовых линий ее активной стороной максимально. Э. д. с. в катушке равна нулю, когда оси полюсов и катушки совпадают, и, следовательно, пронизывающее катушку поле максимально, а число пересечений линий равно нулю. Если считать, что в е л и ч и н а п р о н и з ы в а ю щ е г о катушку магнитного поля изменяется во времени по косинусоидальному закону $\phi = \Phi_m \cos\omega t$, то величина индуцированной э. д. с. в катушке изменяется по синусоидальной кривой $e = -w(d\phi/dt) = \omega w \Phi_m \sin\omega t = E\sqrt{2}\sin\omega t$, т. е. отстает от кривой п р о н и з ы в а ю щ е г о к а т у ш к у п о л я на 90°. Диаграмма магнитного поля и индуцированной э. д. с. во времени представлена на рис. 22.6.

В многополюсной однофазной синхронной машине, имеющей на статоре p катушек, явления в каждой из них протекают аналогично описанному. Если эти катушки соединить между собой последовательно, то на зажимах машины получится их суммарное напряжение.

На рис. 22.7 представлено устройство двухполюсной трехфазной синхронной машины с явнополюсным ротором из постоянных магнитов. Как видно из рисунка, на статоре этой машины расположены три одинаковые однофазные обмотки, начала и концы которых соответственно сдвинуты по окружности статора на 2/3 полюсного шага τ_1. Как и в случае однофазной машины, начала обмоток трех фаз здесь также обозначают большими латинскими буквами A, B, C, а концы их — соответственно X, Y, Z.

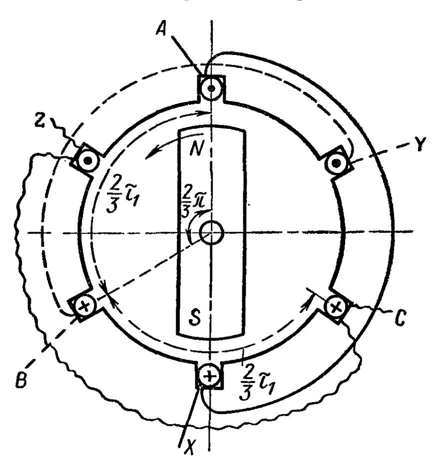


Рис. 22.7. Устройство двухполюсной трехфазной синхронной машины

Так как в трехфазной синхронной машине начала трех фаз обмоток A, B, C взаимно сдвинуты на $(2/3)\tau_1$ или 120 эл. град, то процессы индуцирования э. д. с., одинаковые в каждой из них, сдвинуты во времени относительно друг

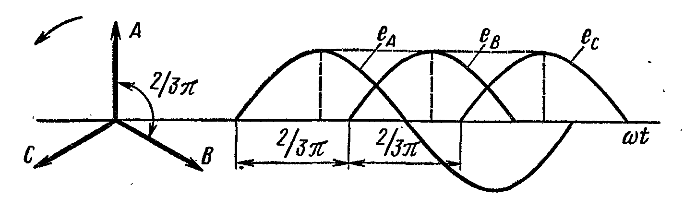


Рис. 22.8. Диаграмма э. д. с. во времени трехфазной машины

друга на этот угол. На рис. 22.8 представлена диаграмма во времени индуцированных э. д. с. в обмотках статора трехфазной синхронной машины. Проекция векторов э.д. с. на ось ординат определяет в любой момент времени величину и направление э. д. с. в **началах** обмоток.

Начала и концы трех обмоток статора машины, как и в случае трехфазных трансформаторов, обычно соединяют «звездой» или «треугольником». Предпочтительнее соединение обмоток статора «звездой», так как в этом случае третья гармоника в линейном напряжении машины отсутствует.

ГЛАВА XXIII

ОБМОТКИ СТАТОРА СИНХРОННЫХ МАШИН

Обмотки статора синхронных машин являются важнейшей частью их конструкции, определяющей длительную работоспособность машины и условия ее применения. В техническом отношении обмотки должны удовлетворять определенным требованиям по нагревостойкости и электрической прочности их изоляции как относительно корпуса машины, так и между отдельными витками и элементами обмотки. Вместе с этим при работе синхронной машины в режиме генератора конструкция обмотки ее должна обеспечивать кривую выходного напряжения во времени по возможности синусоидальной формы. Наконец, в крупных синхронных машинах обмотка статора должна обладать также достаточной механической прочностью, предохраняющей ее от возможного разрушения при аварийных режимах работы машины под действием значительных электродинамических сил.

В зависимости от конструктивного выполнения обмотки статора синхронных машин можно классифицировать по двум основным признакам: по способу соединения проводников между собой и способу укладки их в пазы статора. По способу соединения проводников обмотки статора могут быть катушечными, петлевыми (параллельными) и волновыми (последовательными). Эти типы обмоток могут быть выполнены: а) с целым числом q_1 пазов на полюс и фазу (с нормальным или укороченным шагом); б) с дробным числом q_1 пазов на полюс и фазу (обмотки специального типа).

По способу укладки в пазы обмотки статора выполняют: а) однослойными, к которым обычно относятся катушечные и обмотки стержневого типа (в крупных синхронных машинах); б) двухслойными (петлевые и волновые).

Обмотки статора малых синхронных машин по числу фаз можно подразделить на одно-, двух- и трехфазные.

Обмотку статора укладывают в его пазы, распределенные равномерно по внутренней окружности статора (см. рис. 22.3). Для построе-

ния схемы и выполнения этой обмотки необходимо иметь в распоряжении следующие основные исходные данные:

1) $2p$ — число полюсов ротора; 2) m_1 — число фаз обмотки статора; 3) q_1 — число пазов на полюс и фазу; 4) y — шаг обмотки статора по пазам.

Если общее число пазов статора равно z_1, то полюсный шаг $\tau_1 = z_1/(2p) = Q_1$ пазов, приходящихся на один полюс. Это число пазов можно представить в виде произведения $Q_1 = m_1 q_1$; следовательно, число пазов на полюс и фазу

$$q_1 = Q_1 / m_1 = z_1 / (2pm_1). \qquad (23.1)$$

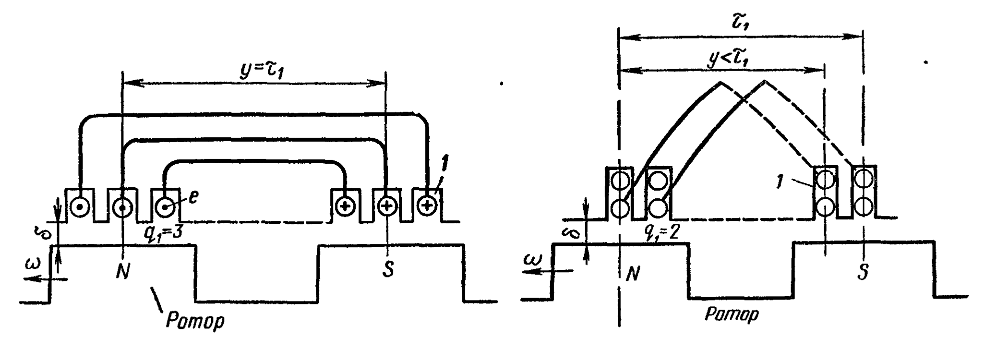


Рис. 23 1 Катушка однослойной обмотки статора с нормальным шагом

Рис 23.2 Полукатушка двухслойной обмотки статора с укороченным шагом

Эта величина представляет собой число пазов, занимаемых одной активной стороной катушки под полюсом (рис. 23.1 и 23.2).

Из уравнения (23.1) общее число пазов статора

$$z_1 = 2pm_1 q_1. \qquad (23.2)$$

Таким образом, общее число пазов статора синхронной машины для выполнения обмотки не может быть произвольным, а связано уравнением (23.2) с исходными данными обмотки $2p$, m_1 и q_1.

Шаг y обмотки статора по пазам может быть нормальным, когда $y = \tau_1 = Q_1$ (см. рис. 23.1), и укороченным, когда $y < \tau_1$ (см. рис. 23.2).

На рис. 23.1 и 23.2 представлены элементы обмотки статора в виде катушек, состоящих соответственно из трех и двух секций. На рис. 23.1 изображена катушка однослойной обмотки статора с $q_1 = 3$ и нормальным шагом $y = \tau_1$, а на рис. 23.2 — полукатушка двухслойной обмотки с $q_1 = 2$ и укороченным шагом $y < \tau_1$. Обмотка статора в целом состоит из подобных катушек, соединяемых в фазе обычно последовательно друг с другом.

§ 23.1. Однослойные обмотки статора с целым числом пазов на полюс и фазу

Однослойные обмотки статора малых и средних синхронных машин с целым числом пазов на полюс и фазу выполняют катушечного типа. Для этого должны быть заданы: число полюсов ротора $2p$, число фаз

статора m_1 и число пазов q_1 на полюс и фазу. Величина q_1 представляет собой число пазов, занимаемых активной стороной катушки одной фазы под полюсом. Следовательно, все m_1фаз обмотки статора занимают под полюсом $Q_1 = m_1 q_1$ пазов. Общее число пазов статора определяется уравнением (23.2).

Принципиальная схема трехфазной однослойной катушечной обмотки статора для $2p = 2$ и $q_1 = 1$ в неразвернутом виде изображена на рис. 22.7. На рис. 23.3 представлена в развернутом виде схема трехфазной однослойной катушечной обмотки статора синхронной машины по

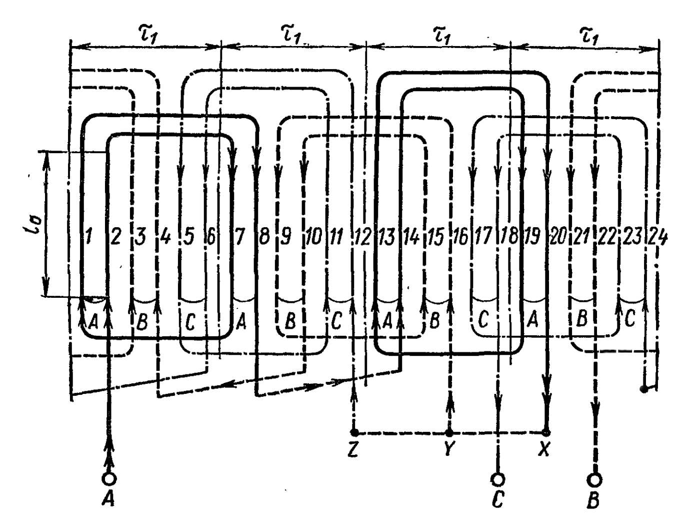


Рис. 23.3. Схема трехфазной однослойной катушечной обмотки статора

следующим данным: $2p = 4$, $m_1 = 3$, $q_1 = 2$ и шаг $y = \tau_1$. В этом случае по уравнению (23.2) общее число пазов статора $z_1 = 2pm_1q_1 = 4 \cdot 3 \cdot 2 = 24$. Полюсный шаг по пазам статора $\tau_1 = z_1/(2p) = 24/4 = 6$. Сдвиг между началами фаз обмотки A, B, C составляет $(2/3)\tau_1 = (2/3)6 = 4$ паза.

Для удобства выполнения схемы обмотки целесообразно предварительно распределить все пазы статора по соответствующим фазам. С этой целью нужно отметить скобками в схеме по два паза для каждой фазы на полюс (так как $q_1 = 2$), обозначая эти пары буквами A, B, C, пока не будут охвачены все пазы (см. рис. 23.3). Затем на схеме наносят выводы начал фаз A, B, C со сдвигом относительно друг друга на 4 паза в направлении справа налево. Так как в данном примере число пар полюсов $p = 2$, то каждая фаза обмотки содержит по две катушки. Для образования катушек какой-либо фазы нужно соединить попарно проводники с одинаковыми буквами $A—A$, $B—B$ и $C—C$, как показано на рис. 23.3. При этом лобовые части катушек располагают в двух плоскостях и размеры катушек по осевой длине статора получаются разными. Одна половина из них является «короткими» и другая — «длинны-

ми» катушками. В данном примере в каждой фазе имеется короткая и длинная катушки, которые соединяются последовательно. Короткие катушки, как и длинные, располагаются в схеме последовательно одна за другой. Концы трех фаз X, $У$, Z соединены звездой. На рис. 23.3 стрелками нанесены направления мгновенных значений э. д. с. отдельных фаз для момента времени, когда э. д. с. в фазе A имеет максимальное значение, а в двух других— половину этого значения и обратный знак.

На рис. 23.4 представлена в развернутом виде схема двухфазной однослойной катушечной обмотки статора по следующим данным: $2p = 2$, $m_1 = 2$, $q_1 = 3$ и шаг $y = \tau_1$. Общее число пазов статора составляет $z_1 = 2pm_1q_1 = 2 \cdot 2 \cdot 3 = 12$. Полюсный шаг по пазам статора $\tau_1 = z_1/2p = 12/2 = 6$.

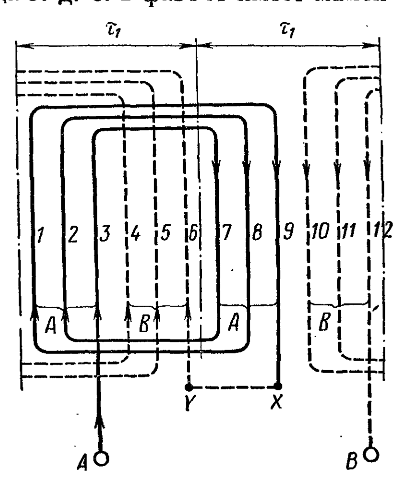


Рис. 23.4. Схема двухфазной однослойной обмотки статора

Отличие двухфазной обмотки от трехфазной состоит в том, что сдвиг между началами фаз этой обмотки A, B здесь составляет $(1/2)\tau_1 = (1/2)6 = 3$ паза. Порядок построения схемы двухфазной обмотки не отличается от выше рассмотренного для трехфазной. Двухфазные обмотки статора широко применяют в малых однофазных синхронных гистерезисных и реактивных двигателях, у которых на статоре обычно помещаются главная и вспомогательная обмотки со сдвигом между их началами на половину полюсного шага τ_1.

§ 23.2. Двухслойные обмотки статора

Двухслойные обмотки статора имеют широкое применение в современных синхронных машинах как малой и средней, так и большой мощности. Основное достоинство этих обмоток перед однослойными заключается в том, что они позволяют применять любое укорочение шага в целях заглушения или снижения высших гармоник в кривой э. д. с. и некоторого уменьшения расхода материала на изготовление обмотки за счет укорочения длины ее лобовых соединений. Двухслойная обмотка статора состоит из одинаковых по размерам и форме секций. Одна сторона каждой секции находится в верхнем слое, а другая — в нижнем слое пазов статора, как и в случае двухслойной обмотки барабанного якоря. На рис. 23.5 представлен пример трехфазной двухслойной обмотки статора с нормальным шагом по данным: $2p = 2$, $m_1 = 3$ и $q_1 = 1$. Число пазов статора в этом случае $z_1 = 2pm_1q_1 = 2 \cdot 3 \cdot 1 = 6$. Как видно из рисунка, секции обмотки имеют одинаковые размеры и форму, а катушка каждой фазы при $q_1 = 1$ состоит из двух полукату-

шек (двух секций), соединенных последовательно. Соединение полукатушек производится через нижние стороны секций, а начала фаз *A*, *B*, *C* и их концы *X*, *У*, *Z* выходят из верхних сторон секций.

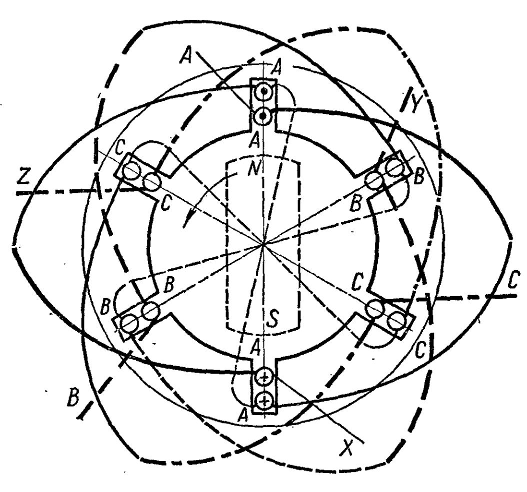


Рис. 23.5. Трехфазная двухслойная обмотка статора с нормальным шагом

На рис. 23.6 представлена в развернутом виде схема трехфазной двухслойной обмотки синхронной машины с укороченным шагом по данным: $2p = 2$, $m_1 = 3$, $q_1 = 2$ и шаг $y = 0{,}833\tau_1$. В этом случае общее число пазов статора $z_1 = 2pm_1q_1 = 2 \times 3 \cdot 2 = 12$. Полюсный шаг по пазам статора $\tau_1 = z_1/(2p) = 12/2 = 6$. Сдвиг между началами фаз обмотки *A*, *B*, *C* составляет $(2/3)\tau_1 = (2/3)6 = 4$, укороченный шаг ее $y = 0{,}833\tau_1 = 0{,}833 \cdot 6 = 5$.

Для удобства выполнения схемы этой обмотки целесообразно предварительно распределить все проводники верхнего слоя пазов попарно по соответствующим фазам, пользуясь заданной величиной $q_1 = 2$. Эти пары отмечаются буквами *A*, *B*, *C* (рис. 23.6). Затем, учитывая

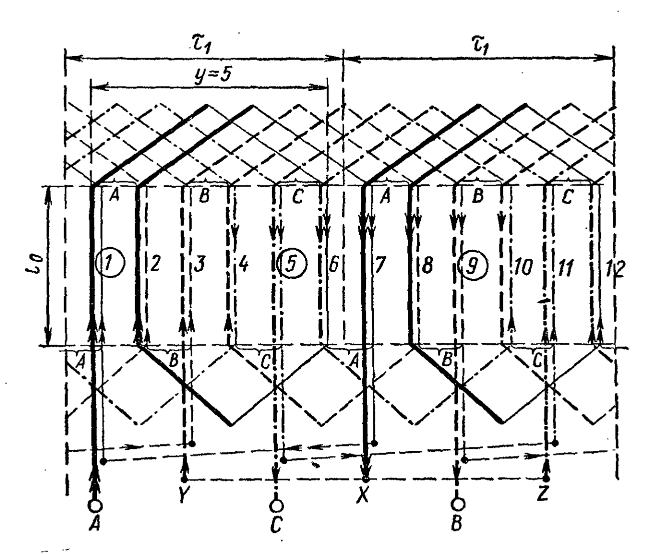


Рис. 23.6. Схема трехфазной двухслойной обмотки статора с укороченным шагом

шаг обмотки $y = 5$, распределяют также нижний слой проводников по соответствующим фазам; так, например, если верхние стороны двух секций фазы *А* находятся в пазах *1* и *2*, то нижние стороны их — соответственно в пазах *6* и *7*, отмеченных буквой *А*. Следующая пара нижних проводников *8* и *9* принадлежит фазе *В* и т. д., пока не будут отмечены попарно все проводники нижнего слоя. Затем на схеме из верхнего слоя проводников выносят выводы начал фаз *А*, *В*, *С* со сдвигом относительно друг друга на 4 паза в направлении справа налево. Далее, для образования полукатушек одной фазы, состоящих каждая из двух секций, нужно соединить попарно верхние и нижние проводники с одинаковыми буквами *А—А*, *В—В* или *С—С*, как показано на рис. 23.6. При этом секции имеют одинаковые размеры и форму.

Соединение между полукатушками каждой фазы производится через нижние стороны секций. Например, для фазы *А* эти стороны находятся в пазах *1* и *7*. На рис. 23.6 стрелками показаны направления э. д. с. в проводниках для момента времени, когда в фазе *А* э. д. с. имеет максимальное положительное значение, а в фазах *В* и *С* — половину его и обратный знак. Характерной особенностью двухслойных обмоток статора с укороченным шагом является то, что в некоторых пазах статора токи в проводниках верхнего и нижнего слоев имеют противоположное направление, так как эти проводники принадлежат разным фазам обмотки (см. рис. 23.6).

Двухслойные обмотки с укороченным шагом находят широкое применение также и при выполнении двух- и однофазных обмоток статоров синхронных машин малой мощности.

§ 23.3. Обмотки статора повышенной точности

В некоторых типах малых машин переменного тока для повышения точности их работы применяют для снижения пространственных высших гармоник кроме рассмотренных выше двухслойных обмоток статора с укороченным шагом еще специальные обмотки с синусоидальным распределением плотности проводников или числа витков по окружности статора. В этом случае обмотку выполняют из секций с разными шагами и различным числом витков, нарастающих по окружности по синусоидальному закону. На рис. 23.7 представлена схема одной фазы обмотки статора двухфазной машины с синусоидальным нарастанием числа витков от малых секций *3* и *5* с числом витков w_1 к большим секциям *1* и *7* с числом витков w_m. Числа витков в секциях пропорциональны синусам углов сдвига секций по окружности статора

$$w_i = w_m \sin i\,(2\pi / z_1), \qquad (23.3)$$

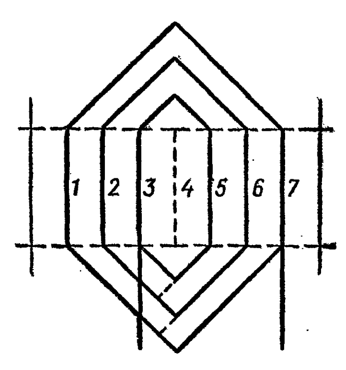


Рис. 23.7. Схема одной фазы обмотки статора повышенной точности

где w_m — наибольшее число витков в секции; z_1 — число пазов статора; $i = 1, 2, 3, \ldots$ — порядковый номер секции.

Этот тип обмотки часто применяют , например, в малогабаритных вращающихся трансформаторах (см. гл. XL).

ГЛАВА XXIV

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ РОТОРА И Э.Д.С. ОБМОТКИ СТАТОРА ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

§ 24.1. Магнитное поле явнополюсного ротора

При холостом ходе синхронной машины, т. е. при разомкнутой обмотке статора, магнитное поле в ней создается только одним ротором. Форма кривой распределения такого поля в воздушном зазоре машины в этом случае зависит от конструкции полюсных наконечников ротора. Эта конструкция должна по возможности обеспечивать приближение формы кривой поля в зазоре к синусоиде, так как от обмотки статора машины требуется получать индуцированную полем ротора переменную э. д. с. синусоидальной формы во времени.

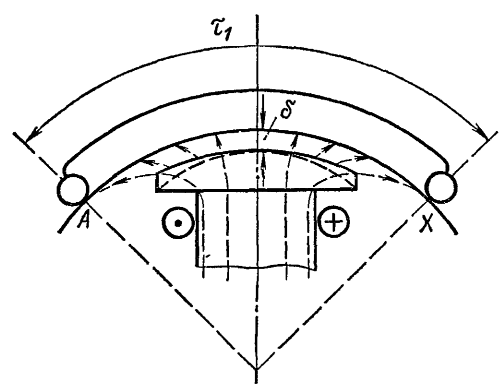


Рис. 24.1. Катушка статора и полюс ротора синхронной машины

Как говорилось в § 22.1, в синхронных машинах малой и средней мощности применяют роторы явнополюсной конструкции. Они имеют или электромагнитное возбуждение с помощью катушек, насаженных на сердечники полюсов, или же возбуждение постоянными магнитами в виде явнополюсной звездочки. На рис. 24.1 представлены часть статора с катушкой обмотки на дуге полюсного шага τ_1 и один полюс ротора с электромагнитным возбуждением магнитного поля. Как видно из рисунка, обмотка возбуждения явнополюсного ротора сконцентрирована на сердечниках полюсов. Поэтому все силовые линии создаваемого катушкой магнитного поля ротора, выходящего из полюсного наконечника, сцепляются со всеми витками катушки. Примерная картина распределения силовых линий полезного магнитного поля ротора в воздушном зазоре машины по дуге полюсного шага представлена на рис. 24.1 Поверхность полюсного наконечника ротора по отношению к внутренней поверхности статора может быть концентрической — с одинаковым воздушным зазором δ по всей дуге (сплошная линия на рис. 24.1) или же эксцентрической — с постепенным увеличением это-

го зазора от центра к краям наконечника (штриховая линия). На рис. 24.2 представлены в развернутом виде кривые распределения в воздушном зазоре машины индукции магнитного поля явнополюсного ротора, изображенного на рис. 24.1 Это распределение дано по окружности внутренней поверхности статора на дуге полюсного шага τ_1. Сплошная кривая *I* индукции относится к случаю концентрического полюсного наконечника, а штриховая кривая *II* — эксцентрического наконечника. Первая кривая индукции близка по форме к трапецеидальному распределению, как и аналогичная кривая в воздушном зазоре машины постоянного тока (см. рис. 2.4). Вторая кривая индукции приближается больше к синусоидальной форме.

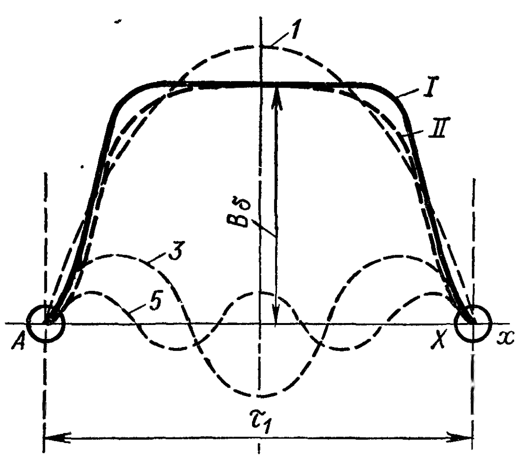


Рис. 24.2. Кривые индукции магнитного поля ротора в воздушном зазоре

Если каждую из этих кривых индукции разложить в тригонометрический ряд, то он будет содержать только нечетные гармоники — первую, третью, пятую, седьмую и т. д. Это обусловливается тем, что магнитная система синхронной машины является симметричной — северный и южный полюсы ротора создают одинаковые по форме кривые индукции в воздушном зазоре противоположной полярности. Амплитуды высших гармоник по отношению к основной при разложении кривой *I* относительно больше, чем при разложении кривой *II*. Следовательно, при эксцентрических полюсных наконечниках кривая индукции в воздушном зазоре машины является более благоприятной для получения синусоидальной формы выходного напряжения синхронной машины.

Высшие гармоники, получаемые при разложении кривых *I* и *II* индукции в воздушном зазоре машины, называют *пространственными гармониками*, так как они зависят только от пространственного распределения сложных кривых индукций по внутренней окружности статора.

§ 24.2. Выражение для э.д.с. обмотки статора

Форма кривой э. д. с. во времени в обмотке статора при холостом ходе машины зависит от кривой распределения магнитного поля ротора в воздушном зазоре по внутренней окружности статора и конструкции обмотки статора и схемы соединения фаз между собой.

Далее рассматриваются выражения для фазной э. д. с. обмотки статора при разных конструктивных ее исполнениях. Эта обмотка характеризуется числом полюсов ротора, числом фаз статора, числом пазов на полюс и фазу и шагом обмотки.

1. Случай, когда число пазов на полюс и фазу $q_1 = 1$ и шаг ее $y = \tau_1$.

На рис. 24.3 представлена развертка части статора и явнополюсного ротора, соответствующая паре полюсов. На каждую пару полюсов ротора приходится одна катушка обмотки статора. Если число витков в данной катушке равно w, то по закону электромагнитной индукции

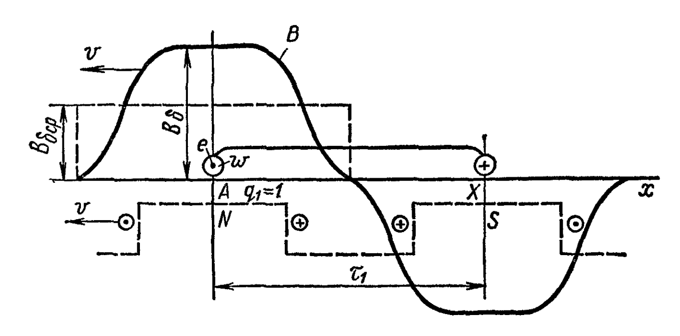


Рис. 24.3. Части статора и ротора синхронной машины в развертке

от пересечения ее проводниками индукции поля ротора в воздушном зазоре мгновенное значение индуцированной в ней э. д. с. (В)

$$e = 2wBl_0v_1 \cdot 10^{-2},$$

где B — индукция магнитного поля ротора в воздушном зазоре, Т; l_0 — активная длина проводника обмотки статора, см; v_1 — окружная скорость вращения ротора, м/с.

Мгновенное значение фазной э. д. с. (В) обмотки статора

$$e_ф = pe = 2w_1Bl_0v_1 \cdot 10^{-2}, \qquad (24.1)$$

где $w_1 = pw$ — число витков в фазе обмотки статора.

Среднее значение фазной э. д. с. (В) обмотки за полупериод

$$E_{ср} = 2w_1 B_{\delta\ ср} l_0 v_1 \cdot 10^{-2}, \qquad (24.2)$$

где среднее значение индукции в воздушном зазоре представляет на рис. 24.3 высоту прямоугольника с основанием τ_1, площадь которого равна площади трапецеидальной кривой индукции магнитного поля ротора.

Окружную скорость вращения ротора можно представить в виде $v_1 = (\pi D_1 n/60)10^{-2} = 2\tau_1 f_1 \cdot 10^{-2}$ (м/с), где $\tau_1 = \pi D_1/(2p)$ — полюсный шаг, см; D_1 — внутренний диаметр статора, см; $2p$ — число полюсов

ротора; $f_1 = pn/60$ — частота, Гц; n — скорость вращения ротора, об/мин. Тогда выражение для среднего значения фазной э. д. с. (В) из уравнения (24.2) примет вид

$$E_{ср} = 4 f_1 w_1 \Phi_\delta, \quad (24.3)$$

где $\Phi_\delta = B_{\delta ср} \tau_1 l_0 \cdot 10^{-4}$ — полезное магнитное поле полюса ротора, Вб.

Если теперь ввести в рассмотрение известный из электротехники коэффициент k_f формы кривой э. д. с., представляющий собой отношение эффективного значения э. д. с. E к ее средней величине $E_{ср}$ за полупериод, то получим следующее выражение для фазной эффективной э. д. с. (В) простейшей обмотки статора с $q_1 = 1$ и $y = \tau_1$:

$$E = k_f E_{ср} = 4 k_f f_1 w_1 \Phi_\delta, \quad (24.4)$$

где коэффициент формы для синусоидальной кривой

$$k_f = \pi / (2\sqrt{2}) = 1{,}11.$$

2. Случай, когда число пазов на полюс и фазу $q_1 > 1$ и шаг ее $y = \tau_1$.

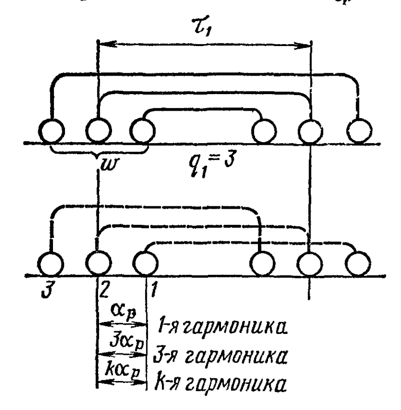


Рис. 24.4. Катушка обмотки статора с $q_1 = 3$

Разложим несинусоидальную кривую распределения индукции магнитного поля ротора в воздушном зазоре в тригонометрический ряд, который состоит из нечетных гармоник — первой, третьей, пятой, седьмой и т. д. На рис. 24.4 представлена катушка статора с $q_1 = 3$. Для основной гармоники э. д. с. угол между соседними пазами статора (эл.рад) будет

$$\alpha p = 2\pi p / z_1 = 2\pi p / (2 p m_1 q_1) = \pi / (m_1 q_1) = \pi / Q_1. \quad (24.5)$$

Для третьей, пятой, седьмой и т. д. гармоник этот угол соответственно в 3, 5, 7 и т. д. раз больше (рис. 24.4). Катушку можно также представить состоящей их трех равных по размеру секций с числом витков каждая w/q_1. Эти секции взаимно сдвинуты относительно друг друга на угол αp, поэтому их э. д. с. складываются геометрически и общая э. д. с. всей катушки получится несколько меньше, чем в случае $q_1 = 1$. На рис. 24.5 э. д. с. отдельных секций катушки представлены векторами AB, BC и CD, сдвинутыми по отношению друг к другу на угол αp, а общая э. д. с. катушки дается отрезком AD. Так как многоугольник векторов э. д. с. отдельных секций получается симметричным, то вокруг него можно описать окружность с радиусом OA или OD.

Отношение геометрической суммы э. д. с. в катушке к алгебраической называют *коэффициентом распределения обмотки*. Так, для основ-

ной гармоники э. д. с. из рис. 24.5 этот коэффициент

$$k_{p1} = \frac{\overline{AD}}{q_1 \overline{AB}} = \frac{2OA \sin \frac{q_1}{2} \frac{\pi}{Q_1}}{2OAq_1 \sin \frac{\pi}{2Q_1}} = \frac{\sin q_1 \frac{\pi}{2Q_1}}{q_1 \sin \frac{\pi}{2Q_1}} \leqslant 1, \qquad (24.6)$$

а для k-й гармоники э. д. с.

$$k_{pk} = \frac{\sin q_1 k \frac{\pi}{2Q_1}}{q_1 \sin k \frac{\pi}{2Q_1}}, \qquad (24.7)$$

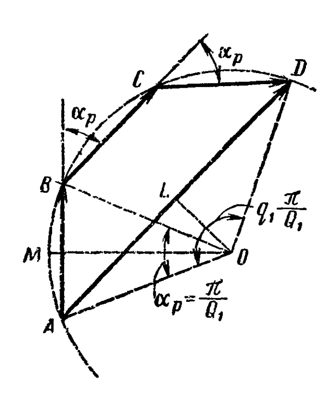


Рис. 24.5. Геометрическое сложение э. д. с. отдельных секций катушки

где q_1 — число пазов статора на полюс и фазу; $Q_1 = m_1 q_1$ — число пазов статора на полюс.

Таким образом, эффективное значение фазной э. д. с. (В) обмотки статора в случае $q_1 > 1$ и $y = \tau_1$

$$E = 4k_f k_{p1} f_1 w_1 \Phi_\delta . \qquad (24.8)$$

3. Случай, когда число пазов на полюс и фазу $q_1 = 1$ и шаг ее $y < \tau_1$.

На рис. 24.6 представлены катушки статора с нормальным и укороченным шагами и гармоники магнитного поля ротора после разложения его несинусоидальной кривой. Угол укорочения шага катушки по основной гармонике поля в электрических градусах составляет $\varepsilon = \tau_1 - y = 180°(1 - \lambda)$, где $\tau_1 = 180$ эл. град, $\lambda = y/\tau_1$. В этом случае э. д. с. в активной стороне *II* катушки отстает от э. д. с. в стороне

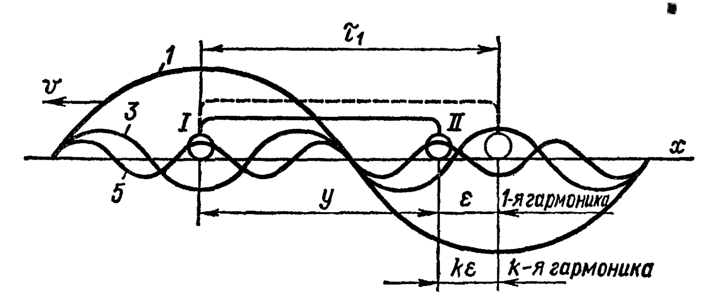


Рис. 24.6. Катушки статора и гармоники поля ротора

I на угол ε при вращении ротора справа налево. В связи с этим общая э. д. с. катушки представляет собой геометрическую сумму э. д. с. двух активных сторон ее, как это показано на рис. 24.7 для первой гармоники. Отношение геометрической суммы э. д. с. двух сторон катушки обмотки статора с укороченным шагом к их алгебраической сумме называют *коэффициентом укорочения шага обмотки* k_y. Так, для первой гармоники э. д. с. из рис. 24.7

$$k_y = \overline{AC}/2\,\overline{AB} = 2\overline{AB}\cos(\varepsilon/2)/2\,\overline{AB} = \cos(\varepsilon/2),$$

или

$$k_y = \cos(\varepsilon/2) = \sin(90 - \varepsilon/2) = \sin 90°\lambda. \qquad (24.9)$$

Коэффициент укорочения шага для k-й гармоники э. д. с.

$$k_{yk} = \cos k(\varepsilon/2) = \sin[1 - k(1 - \lambda)]\,90°. \qquad (24.10)$$

Полный обмоточный коэффициент для k-й гармоники э. д. с. представляет собой произведение коэффициента распределения k_{pk} на коэффициент укорочения шага обмотки k_{yk}:

$$k_{обk} = k_{pk}k_{yk}. \qquad (24.11)$$

После этого общее выражение для эффективного значения фазной э. д. с. (В) обмотки статора можно представить в следующем виде:

$$E = 4k_f k_{об1} f_1 w_1 \Phi_\delta, \qquad (24.12)$$

где $k_{об1} = k_{p1}k_{y1}$ — полный обмоточный коэффициент для первой гармоники э. д. с.

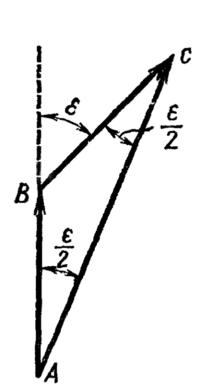


Рис. 24.7. Геометрическое сложение э. д. с. двух сторон катушки

Пример 24.1. Определить коэффициенты распределения и укорочения шага обмотки и полный обмоточный коэффициент при следующих данных синхронной машины: $2p = 4$, $m_1 = 3$, $q_1 = 3$ и шаг обмотки $y < \tau_1$

Решение. Полюсный шаг по пазам статора

$$\tau_1 = z_1/(2p) = Q_1 = m_1 q_1 = 3 \cdot 3 = 9;$$

примем укороченный шаг обмотки $y = 7$, тогда

$$\lambda = y/\tau_1 = 7/9 = 0,778.$$

Коэффициенты распределения обмотки для первой, третьей и пятой гармоник э. д. с., по уравнению (24.7), при $k = 1$; 3 и 5 будут:

$$k_{p1} = \sin q_1 \frac{\pi}{2Q_1} \Big/ \left(q_1 \sin\frac{\pi}{2Q_1}\right) = \sin 3\frac{\pi}{2 \cdot 9} \Big/ \left(3\sin\frac{\pi}{2 \cdot 9}\right) = 0,960;$$

$$k_{p3} = 0,667; \quad k_{p5} = 0,217;$$

коэффициенты укорочения шага обмотки; по уравнению (24.10) при $k = 1$, 3 и 5 соответственно:

$$k_{y1} = \sin[1 - k(1 - \lambda)]\,90° = \sin[1 - 1(1 - 0,778)]\,90° = 0,940;$$

$$k_{y3} = 0,500; \quad k_{y5} = 0,174.$$

Полные обмоточные коэффициенты для рассматриваемых гармоник по уравнению (24.11)

$$k_{об1} = k_{p1}k_{y1} = 0,960 \cdot 0,940 = 0,902,$$

что соответствует уменьшению первой гармоники э. д. с. на 9,8%;

$k_{об3} = 0,667 \cdot 0,500 = 0,334$ — уменьшение третьей гармоники э. д. с. на 66,6%;

$k_{об5} = 0,217 \cdot 0,174 = 0,037$ — уменьшение пятой гармоники э.д.с. на 96,3%.

Таким образом, числовой пример показывает, что размещение активной стороны каждой катушки обмотки статора в трех пазах ($q_1 = 3$) и укорочение ее шага примерно на 1/5 часть полюсного шага τ_1 дает возможность уменьшить третью гармонику в кривой э. д. с. на 2/3, а пятую уничтожить почти полностью. В связи с этим можно считать, что в обмотках статора синхронной машины с $q_1 > 1$ и $y < \tau_1$ кривая индуцированной э. д. с. полем ротора практически имеет синусоидальную форму во времени и уравнение (24.12) для вычисления ее фазного эффективного значения (В) можно окончательно представить в виде

$$E = 4{,}44 k_{об1} f_1 w_1 \Phi_\delta, \qquad (24.13)$$

где $k_f = 1{,}11$ — коэффициент формы кривой э. д. с.

§ 24.3. Понятие о пространственных и временны́х высших гармониках в кривой э.д.с.

В электрических машинах переменного тока различают два рода высших гармоник магнитного поля: пространственные гармоники и зубцовые, или временны́е, гармоники. Эти гармоники соответствующим образом проявляются в обмотке статора машины в виде высших гармоник э. д. с. и вызывают отклонение результирующей кривой э. д. с. во времени от синусоидальной формы.

Основной причиной появления пространственных высших гармоник магнитного поля ротора в кривой э. д. с. обмотки является несинусоидальная форма кривой распределения этого поля в воздушном зазоре по внутренней окружности статора (см. рис. 24.2).

Зубцовые гармоники в кривой э. д. с. обмотки возникают вследствие периодического изменения магнитной проводимости воздушного зазора из-за зубчатого строения внутренней поверхности статора при вращении относительно ее явнополюсного ротора. Эти гармоники носят название *временны́х*, так как зависят только от пульсаций магнитного поля во времени.

Проявление пространственных высших гармоник магнитного поля ротора в кривой э. д. с. обмотки статора можно ослабить: увеличением числа пазов статора q_1 на полюс и фазу, укорочением шага обмотки ($y < \tau_1$), применением обмотки с дробным числом пазов q_1 на полюс и фазу.

Как показывает пример 24.1, ослабление пространственных высших гармоник магнитного поля в кривой э. д. с. при числе пазов на полюс и фазу обмотки $q_1 > 1$ проявляется в том, что коэффициенты распределения для третьей, пятой, седьмой и т. д. гармоник э. д. с. по уравнению (24.7) с увеличением q_1 значительно уменьшаются или для некоторых гармоник обращаются в нуль. Следовательно, соответственно уменьшаются и амплитуды индуцированных высших гармоник в кривой э. д. с.

Этот же пример наглядно иллюстрирует также влияние укорочения шага обмотки на величины коэффициентов укорочения шага для соответствующих пространственных высших гармоник магнитного поля в кривой э. д. с. Эти коэффициенты при отношении $\lambda = y/\tau_1 \approx 0{,}8$ значительно уменьшаются с повышением порядка гармоники. В соответствии с этим, естественно, снижаются и амплитуды высших гармоник э. д. с.

Следует отметить, что в трехфазных синхронных машинах при соединении фазных обмоток статора звездой третья гармоника в линейных напряжениях машины отсутствует. Это объясняется тем, что линейное напряжение трехфазной системы представляет собой разность двух фазных напряжений, в которых третьи гармоники имеют одинаковую величину и фазу и, следовательно, их разность равна нулю. В связи с этим из высших гармоник в кривой линейного напряжения машины заметную величину имеет пятая гармоника, которую и следует стремиться уничтожать выбором необходимой величины укорочения шага обмотки статора. Седьмая же, одиннадцатая и другие высшие гармоники в кривой фазной э. д. с. играют уже значительно меньшую роль вследствие малости их амплитуд. Однако при выбранном укорочении шага обмотки для уничтожения пятой гармоники в кривой э. д. с. седьмая и другие гармоники также значительно снижаются по амплитуде. Как видно из рисунка 24.6, в одной полуволне первой гармоники укладывается соответствующее нечетное число полуволн высших гармоник, а именно: три, пять, семь и т. д. Поэтому из уравнения (24.10) следует, что для уничтожения какой-либо высшей гармоники в кривой э. д. с. нужно укоротить шаг обмотки на такую долю полюсного шага τ_1, при которой коэффициент укорочения шага $k_{ук} = 0$. Это означает, что в данном случае по шагу катушки укладывается четное число полуволн этой гармоники, которые будут взаимно компенсироваться. Так, например, для уничтожения пятой гармоники нужно укоротить шаг обмотки на $(1/5)\tau_1$, приняв $y = (4/5)\tau_1 = 0{,}8\tau_1$, для компенсации седьмой гармоники укоротить шаг на $(1/7)\tau_1$, приняв $y = (6/7)\tau_1$, и т. д. Наивыгоднейшим укорочением шага обмотки статора обычно считается $\varepsilon \approx (1/5)\tau_1$ или шаг $y \approx 0{,}8\tau_1$.

Что касается ослабления пространственных высших гармоник магнитного поля в кривой э. д. с. путем использования обмотки с дробным числом пазов q_1 на полюс и фазу, то это средство в сущности объединяет рассмотренные выше два — применение $q_1 > 1$ и $y < \tau_1$. Обмотка с дробным q_1 имеет шаги отдельных катушек $y \lesseqgtr \tau_1$ и число $q_1 \neq 1$.

Средствами уменьшения зубцовых, или временны́х, гармоник в кривой э. д. с. обмотки статора синхронных машин малой и средней мощности могут быть: 1) применение скоса пазов статора на одно пазовое деление; 2) использование обмотки статора с дробным числом пазов на полюс и фазу.

Скос пазов статора на одно пазовое деление позволяет сохранить приблизительное постоянство магнитной проводимости воздушного зазора между внутренней зубчатой поверхностью статора и полюсными наконечниками вращающегося явнополюсного ротора. Благодаря это-

му пульсации магнитного поля в воздушном зазоре значительно ослабляются и амплитуды индуцированных зубцовых гармоник в кривой э. д. с. существенно уменьшаются.

ГЛАВА XXV

МАГНИТОДВИЖУЩАЯ СИЛА И ПОЛЕ СТАТОРА, ИНДУКТИВНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБМОТКИ СТАТОРА

§ 25.1. Магнитодвижущая сила одной фазы статора

При работе синхронной машины под нагрузкой по обмотке статора протекает ток. В связи с этим в машине образуется м. д. с. статора, создающая соответствующее магнитное поле. Распределение этой м. д. с. в пространстве по внутренней окружности статора зависит от конструкции обмотки. Рассмотрим распределение м. д. с. одной фазы статора в пространстве для двух случаев исполнения обмотки статора.

1. Случай, когда число пазов на полюс и фазу $q_1 = 1$ и шаг ее $y = \tau_1$.

На рис. 25.1 представлена развертка части окружности статора с катушкой обмотки, соответствующая паре полюсов ротора. Пусть число витков в данной катушке равно w и протекающий по ней переменный ток $i_1 = I_1\sqrt{2}\sin\omega t$. Эта катушка при прохождении по ней переменного тока создает м. д. с., которая численно равна произведению wi_1. Физически м. д. с. катушки представляет собой разность магнитных потенциалов по пути замыкания силовых линий создаваемого ею магнитного поля. Если для простоты пренебречь магнитным сопротивлением участков путей в стали статора и ротора, то м. д. с. данной катушки будет представлять собой разность магнитных потенциалов между внутренней поверхностью статора и противолежащей ей поверхности ротора. Так как любая силовая линия магнитного поля внутри катушки статора сцепляется со всеми ее витками, то величина м. д. с. по ширине катушки одна и та же. Следовательно, распределение м. д. с. катушки с $q_1 = 1$ по внутренней окружности статора представляется в виде прямоугольной кривой, неподвижной в пространстве (рис. 25.1). Мгновенное значение высоты прямоугольника

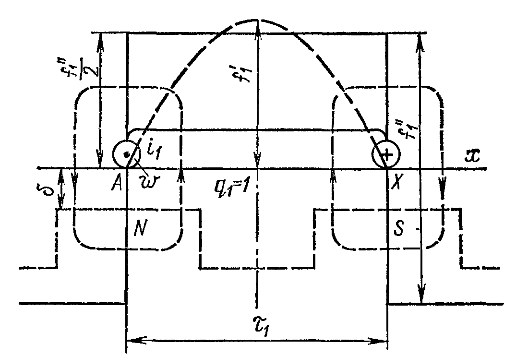


Рис. 25.1. М. д. с. катушки обмотки статора с $q_1 = 1$

$$f_1''/2 = wi_1/2 = \left(wI_1 \sqrt{2}/2\right) \sin \omega t, \qquad (25.1)$$

следовательно, амплитуда м. д. с. одной катушки статора пульсирует во времени.

Для удобства исследования явлений в синхронной машине обычно разлагают прямоугольную кривую м. д. с. статора в тригонометрический ряд и используют только основную его гармонику. Тогда после разложения мгновенное значение амплитуды основной гармоники м. д. с. одной катушки (см. рис. 25.1)

$$f_1' = (4/\pi)\,(f_1''/2) = (4/\pi)\,(\sqrt{2}/2)\,wI_1 \sin \omega t = 0{,}9wI_1 \sin \omega t. \qquad (25.2)$$

Максимальная амплитуда м. д. с. (А) катушки с $q_1 = 1$ на полюс (в момент, когда $\sin\omega t = 1$)

$$F_1'' = 0{,}9w_1 I_1/p, \qquad (25.3)$$

где $w_1 = pw$ — число витков одной фазы обмотки статора; p — число пар полюсов ротора.

Как видно из (25.3), м. д. с. статора не зависит от конструкции ротора, так как в этом уравнении отсутствует величина воздушного зазора между статором и ротором.

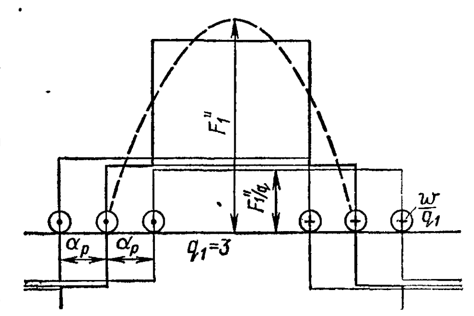


Рис. 25.2. М. д. с. катушки обмотки статора с $q_1 = 3$

2. Случай, когда число пазов на полюс и фазу $q_1 > 1$ и шаг ее $y = \tau_1$.

На рис. 25.2 представлена катушка обмотки статора с общим числом витков w и $q_1 = 3$. В этом случае катушку можно представить состоящей из трех одинаковых секций с шагом $y = \tau_1$ и числом витков каждая $w/q_1 = w_1/(pq_1)$. Как и в предыдущем случае, каждая секция здесь создает м. д. с. прямоугольной формы, но с меньшей в q_1 раз амплитудой при одинаковом токе. Эти прямоугольные кривые сдвинуты по внутренней окружности статора относительно друг друга на угол $\alpha p = \pi/Q_1$ (см. рис. 25.2). Для получения амплитуды м. д. с. всей катушки нужно сложить прямоугольные кривые с учетом знака их ординат относительно оси абсцисс. В результате этого сложения по окружности статора получится ступенчатая кривая распределения м. д. с. катушки с $q_1 > 1$ (см. рис. 25.2). Если прямоугольные кривые м. д. с. каждой секции разложить на гармоники и использовать только наибо́льшие амплитуды основных синусоид их $F''_{1/q} = 0{,}9w_1 I_1/(pq_1)$ (в момент, когда $\sin\omega t = 1$), то для получения максимальной амплитуды основной гармоники ступенчатой кривой м. д. с. катушки с $q_1 > 1$ нужно амплитуды $F''_{1/q}$ отдельных секций сложить геометрически, откладывая их относительно друг друга под углом $\alpha p = \pi/Q_1$. Тогда искомая

максимальная амплитуда первой гармоники ступенчатой кривой м. д. с. (А) катушки с $q_1 > 1$ на полюс

$$F_1'' = k_{p1} q_1 F_{1/q}'' = 0{,}9 k_{p1} w_1 I_1 / p, \tag{25.4}$$

где k_{p1} — коэффициент распределения обмотки для основной гармоники м. д. с., определяемый уравнением (24.6).

Наибольшая амплитуда синусоидальной м. д. с. (А) одной фазы статора на пару полюсов

$$F_1' = 2F_1'' = 1{,}8 k_{p1} w_1 I_1 / p. \tag{25.5}$$

Таким образом, м. д. с. одной фазы статора синхронной машины в действительности в общем случае представляет собой ступенчатую кривую, неподвижную в пространстве и распределенную по внутренней окружности статора. Однако для удобства исследования явлений в машине эту кривую разлагают в тригонометрический ряд и рассматривают в нем только основную гармонику.

Амплитуда м. д. с. одной катушки (фазы) статора в пространстве расположена по оси этой катушки и изменяется (пульсирует) во времени по тому же закону, что и ток в катушке.

§ 25.2. Вращающаяся м.д.с. трехфазного статора

При одинаковой нагрузке фаз трехфазной синхронной машины три обмотки статора ее создают постоянную по величине результирующую м. д. с., вращающуюся синхронно с ротором. В этом можно убедиться, рассматривая рис. 25.3 и 25.4 в предположении, что ток обмотки статора совпадает по фазе с ее э. д. с. e от поля ротора и м. д. с. каждой фазы обмотки распределяются синусоидально по окружности статора. На рис. 25.3 представлен случай положения ротора, когда в фазе A э. д. с. и ток i_A имеют максимальное значение ($i_A = I_1\sqrt{2}$), а в фазах B и C токи i_B и i_C имеют половину максимума противоположного знака ($i_B = i_C = -I_1\sqrt{2}/2$). Амплитуда м. д. с. фазы A (на полюс) по уравнению (25.4)

$$OA' = F_1'' = 0{,}9 k_{p1} w_1 I_1 / p;$$

амплитуды м. д. с. фаз B и C (на полюс) будут $OB' = OC' = F_1''/2$.

На рис. 25.3 векторы OA', OB' и OC' направлены по осям соответствующих фаз (катушек) с учетом направления токов в них (по правилу буравчика). Отрезок $OD = 2OC' \cos 60° = 2OC'(1/2) = OC' = OB'$, тогда амплитуда результирующей м. д. с. трех фаз статора (на полюс)

$$F_{01}' = OG = OA' + OD = F_1'' + (F_1''/2) = 3F_1''/2.$$

На рис. 25.4 представлен случай, когда ротор повернулся против часовой стрелки на угол 30° от положения, изображенного на рис. 25.3. В этот момент в фазе B ток $i_B = 0$, а токи в фазах A и C одина-

ковы и равны: $i_A = I_1\sqrt{2}\cos 30° = I_1\sqrt{2}(\sqrt{3/2})$ и $i_C = -I_1\sqrt{2}(\sqrt{3}/2)$. Следовательно, амплитуды м. д. с. фаз A и C (на полюс) в данный момент равны: $OA' = OC' = F_1''(\sqrt{3}/2)$. Амплитуда результирующей м. д. с. всех фаз статора в этот момент (см. рис. 25.4)

$$F_{01}' = OG = 2OA'\cos 30° = 2F_1''(\sqrt{3}/2)(\sqrt{3}/2) = 3F_1''/2,$$

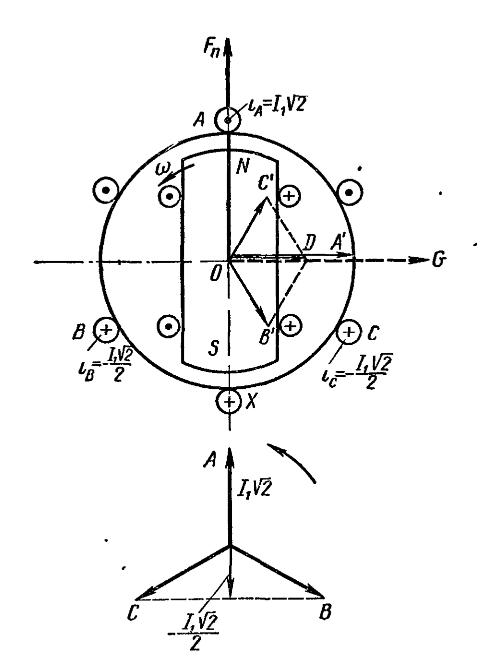


Рис. 25.3. М. д. с. трехфазного статора при максимальном токе в фазе A

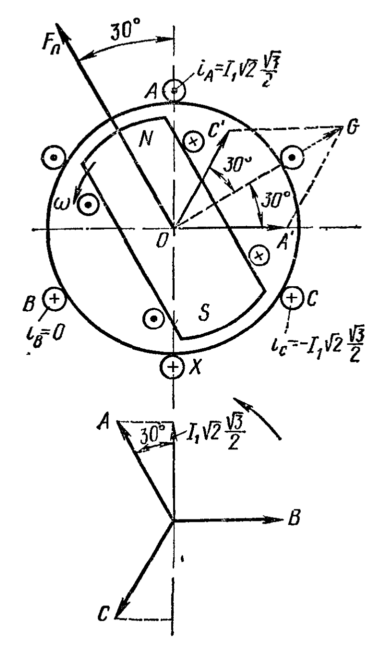


Рис. 25.4. М. д. с. трехфазного статора при повороте ротора на 30°

следовательно, амплитуда результирующей м. д. с. статора сохранилась неизменной по величине, но повернулась в пространстве вместе с ротором на 30°, т. е. она вращается в пространстве синхронно с ротором.

Результирующая м. д. с. (А) трехфазного статора синхронной машины на пару полюсов

$$F_1 = 2F_{01}' = 3 \cdot 0{,}9k_{p1}w_1I_1/p, \tag{25.6}$$

или в общем случае для многофазного статора

$$F_1 = 0{,}9m_1k_{p1}w_1I_1/p, \tag{25.7}$$

где m_1 — число фаз статора.

Таким образом, результирующая м. д. с. многофазного статора синхронной машины вращается синхронно с ротором. При синусоидальном распределении и неизменной симметричной нагрузке фаз статора

ее амплитуда остается постоянной во времени и равной $m_1/2$ амплитуды одной фазы. В каждый данный момент времени амплитуда результирующей м. д. с. совпадает с осью той фазы, в которой ток имеет максимальное значение (например, фаза A на рис. 25.3).

§ 25.3. Главное магнитное поле статора синхронной машины при явнополюсном роторе

Как показывают уравнения (25.5) и (25.7), пульсирующая м. д. с. одной фазы и постоянная по величине результирующая вращающаяся м. д. с. многофазного статора не зависят от конструкции ротора, так как в эти уравнения не входит величина воздушного зазора δ между статором и ротором. Эти м. д. с. создают главное магнитное поле статора, распределение которого в воздушном зазоре по его окружности существенно зависит от конструкции ротора. В случае явнополюсного ротора величина воздушного зазора по окружности статора переменна. Этот зазор имеет наименьшую величину под полюсными наконечниками ротора и наибольшую — в междуполюсных пространствах. В связи с этим величины магнитных сопротивлений этих участков воздушного зазора будут заметно разными. Поэтому форма кривой распределения главного поля статора в воздушном зазоре зависит от положения полюсов ротора относительно синхронно вращающейся с ним волны результирующей м. д. с. статора. Положение же ротора относительно этой волны м. д. с. определяется характером нагрузки машины, которая может быть активной, индуктивной, емкостной или смешанной.

Если для простоты пренебречь магнитным сопротивлением участков путей в стали статора и ротора, то индукция (Т) в воздушном зазоре от главного магнитного поля статора, создаваемого его м. д. с., по закону магнитной цепи,

$$B_{1\delta} = \frac{\Phi' \cdot 10^4}{Q'} = \frac{f \cdot 10^4}{Q' \, [2\delta/(\mu_0 Q')]} = \frac{\mu_0 f \cdot 10^4}{2\delta}, \qquad (25.8)$$

где Φ' — магнитное поле статора через поперечное сечение силовой трубки, Вб; Q' — поперечное сечение этой трубки, см^2; δ — длина воздушного зазора в месте прохождения силовой трубки, см; $\mu_0 = 0{,}4\pi \cdot 10^{-8}$ — магнитная проницаемость вакуума, Г/см; $f/2 = (F_1/2)\sin x$ — величина результирующей синхронно вращающейся м. д. с. статора на полюс на расстоянии x от начала координат, А; $F_1/2 = 0{,}9\, m_1 k_{p1} w_1 I_1/(2p)$ — амплитуда этой синусоидальной м. д. с. на полюс, А.

На рис. 25.5 представлены два характерных положения явнополюсного ротора относительно фазы A, в которой ток i_A имеет максимальное значение. В этот момент амплитуда $F_1/2$ синусоидальной волны результирующей м. д. с., синхронно вращающейся с ротором, совпадает с осью данной фазы A. На рис. 25.5, *а* представлен случай нагрузки, когда ток i_A совпадает по фазе с э. д. с. e от поля ротора (угол $\psi = 0$),

а на рис. 25.5,*б* этот ток опережает э. д. с. на угол $\psi = -90°$. На этих же рисунках по уравнению (25.8) изображены штриховыми линиями кривые индукций $B_{1\delta}$ вращающегося главного поля статора, площади которых заштрихованы.

На участках окружности статора, где воздушный зазор под полюсами наименьший, штриховые кривые индукций повторяют синусоидальную форму м. д. с. статора, в междуполюсных же пространствах из-за значительного возрастания зазора возникают провалы в этих кривых. На рис. 25.5, *а* при совпадении тока i_A по фазе с э. д. с. *e*

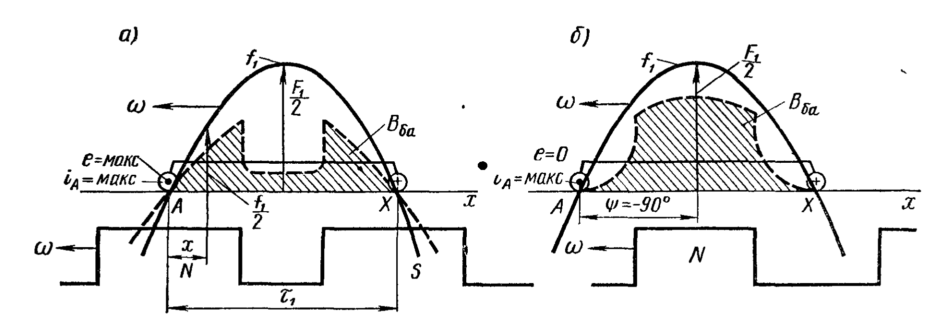


Рис. 25.5. Главное магнитное поле статора при двух положениях ротора относительно волны м. д. с. статора

амплитуда вращающейся м. д. с. статора совпадает с серединой междуполюсного пространства. В этом случае седлообразная штриховая кривая индукции в зазоре машины выражает собой распределение вращающегося поперечного поля статора, аналогично кривой поперечного поля якоря в машине постоянного тока (см. рис. 5.2). На рис. 25.5, *б* ток i_A опережает э. д. с. *e* на угол $\psi = -90°$ и амплитуда вращающейся м. д. с. статора совпадает с осью полюсов ротора. В данном случае штриховая кривая индукции выражает собой распределение вращающегося продольного поля статора. При этом ввиду емкостного характера нагрузки, продольное поле статора совпадает по направлению с полем ротора. Обе кривые индукций в представленных на рис. 25.5 положениях ротора по отношению к синхронно вращающейся с ним волне м. д. с. статора являются несинусоидальными, но симметричными относительно своих амплитуд. При разложении этих кривых в тригонометрический ряд основные гармоники их совпадают по фазе с этими кривыми.

При смешанной активно-индуктивной нагрузке синхронной машины угол $0 < \psi < 90°$. В этом случае ротор опережает на угол ψ синхронно вращающуюся с ним волну м. д. с. статора. При таком условии кривая индукции вращающегося главного поля статора в воздушном зазоре получается еще более искаженной по форме и несимметричной относительно своей амплитуды.

Однако в реальных условиях работы синхронной машины при нагрузке рассмотренное ранее вращающееся главное магнитное поле

статора в воздушном зазоре взаимодействует с магнитным полем ротора и они совместно образуют единое результирующее вращающееся поле в машине, определяющее выходное напряжение на ее зажимах.

§ 25.4. Понятие об индуктивных сопротивлениях обмотки статора

При работе синхронной машины под нагрузкой обмотка статора при прохождении по ней переменного тока создает не только м. д. с. F_1 и главное вращающееся магнитное поле Φ_1, взаимодействующие с м. д. с. $F_п$ и полем Φ_δ ротора в воздушном зазоре, но также и пульсирующее магнитное поле $\Phi_{\sigma 1}$ рассеяния. Под полем рассеяния обмотки статора понимаются те части общего магнитного поля его, которые сцепляются только с проводниками обмотки статора и не связаны с магнитным полем ротора.

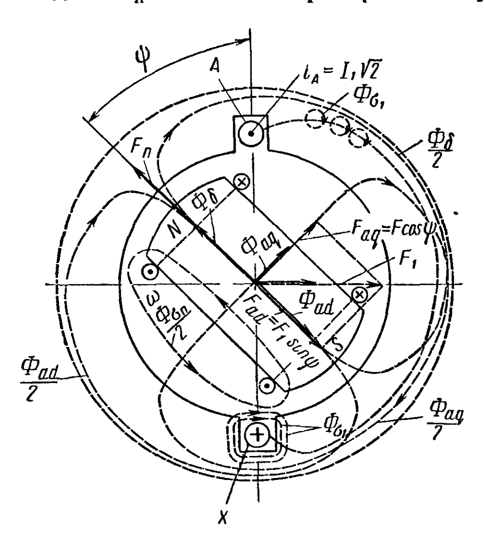


Рис. 25.6. Примерная картина магнитных полей в синхронной машине при нагрузке

На рис. 25.6 представлена примерная картина м. д. с. и магнитных полей явнополюсной синхронной машины для случая активно-индуктивной нагрузки, когда в обмотке AX ток i_A отстает по фазе на угол ψ от э. д.с. e, индуцируемой в ней полем ротора. Если ток i_A в фазе A в данный момент времени имеет максимальное значение, то ось ротора занимает относительно этой фазы положение со сдвигом на угол ψ в сторону вращения, а амплитуда F_1 результирующей вращающейся синусоидальной волны м. д. с. статора совпадает с осью этой фазы.

Ввиду неравномерного воздушного зазора машины по окружности статора результирующую м. д. с. F_1 для удобства изучения рабочих свойств машины разлагают на продольную F_{ad} (по оси ротора) и поперечную F_{aq} (перпендикулярно оси ротора) составляющие (см. рис. 25.6):

$$F_{ad} = F_1 \sin\psi; \quad F_{aq} = F_1 \cos\psi \tag{25.9}$$

и соответственно этому фазный ток статора I_1 можно также представить аналогичными составляющими:

$$I_d = I_1 \sin\psi; \quad I_q = I_1 \cos\psi. \tag{25.10}$$

В этом случае создаваемые составляющими м. д. с. F_{aq} и F_{ad} магнитные поля в воздушном зазоре машины по поперечной и продольной

осям симметричны по отношению к своим амплитудам (аналогично рис. 25.5). Как видно из рис. 25.6, при активно-индуктивной нагрузке синхронной машины продольная составляющая м. д. с. F_{ad} статора действует встречно по отношению к м. д. с. $F_п$ возбуждения ротора и, следовательно, ослабляет его поле и уменьшает э. д. с. статора. Составляющие м. д. с. F_{aq} и F_{ad} создают соответственно поперечное Φ_{aq} и продольное Φ_{ad} магнитные поля статора, вращающиеся синхронно с ротором. М. д. с. ротора $F_п$ создает поле Φ_δ возбуждения машины. Так как эти поля в воздушном зазоре машины по двум взаимно перпендикулярным осям ротора в соответствии с рис. 24.2 и 25.5 распределяются несинусоидально, то для простоты изучения явлений в машине кривые этих полей разлагают в тригонометрические ряды и используют в них только основные гармоники. Амплитуды этих гармоник показаны на рис. 25.6 тремя векторами: Φ_δ, Φ_{aq} и Φ_{ad}. Таким образом, главное вращающееся магнитное поле Φ_1 статора в машине с явнополюсным ротором для удобства исследования представляют двумя вращающимися составляющими Φ_{aq} и Φ_{ad} этого поля.

Магнитное поле Φ_δ возбуждения ротора, вращаясь с ротором, индуцирует в обмотке статора согласно уравнению (24.13) фазную э. д. с. $E = 4{,}44 k_{об1} f_1 w_1 \Phi_\delta$, которая является главной э. д. с. этой обмотки.

Поперечное магнитное поле Φ_{aq} статора, вращаясь синхронно с ротором, индуцирует в обмотке статора фазную э. д. с. (В):

$$E_{aq} = 4 k_f k_{об1} f_1 w_1 \Phi_{aq} = x_{aq} I_q. \tag{25.11}$$

Продольное магнитное поле Φ_{ad} статора, вращаясь синхронно с ротором, индуцирует в обмотке статора фазную э. д. с. (В):

$$E_{ad} = 4 k_f k_{об1} f_1 w_1 \Phi_{ad} = x_{ad} I_d, \tag{25.12}$$

где I_q и I_d — поперечная и продольная составляющие фазного тока статора по уравнению (25.10), А; x_{aq} и x_{ad} — индуктивные сопротивления обмотки статора по поперечной и продольной осям, обусловленные соответствующими вращающимися магнитными полями статора, Ом.

Магнитные поля $\Phi_{\sigma 1}$ рассеяния статора, пульсируя во времени, индуцируют в его обмотке фазную э. д. с. (В) самоиндукции, называемую *э. д. с. рассеяния статора*:

$$E_\sigma = 4 k_f f_1 w_1 \Phi_{\sigma 1} = x_\sigma I_1, \tag{25.13}$$

где x_σ — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора, Ом.

В явнополюсной синхронной машине суммы $x_d = x_\sigma + x_{ad}$ и $x_q = x_\sigma + x_{aq}$ называют *полными синхронными индуктивными сопротивлениями* обмотки статора по продольной и поперечной осям.

В неявнополюсной синхронной машине воздушный зазор по окружности статора равномерный и главное вращающееся магнитное поле Φ_1 статора при синусоидальном распределении результирующей м. д. с. F_1 будет также синусоидальным. Это поле, вращаясь синхронно с

неявнополюсным ротором, индуцирует в обмотке статора фазную э. д. с. (В):

$$E_а = 4{,}44k_{об1}f_1w_1\Phi_1 = x_аI_1, \qquad (25.14)$$

где I_1 — эффективное значение фазного тока статора, А;
$x_а$ — индуктивное сопротивление обмотки статора, обусловленное главным полем синхронной м. д. с. его, Ом.

По аналогии, сумму $x = x_\sigma + x_а$ называют *полным синхронным индуктивным сопротивлением* обмотки статора машины с равномерным воздушным зазором.

Кроме индуктивных сопротивлений x_σ, x_{ad}, x_{aq}, x_d, x_q, $x_а$ и x обмотка статора обладает также активным сопротивлением r_1.

Активные и индуктивные сопротивления обмоток статора и ротора синхронной машины называют *параметрами* ее. Их можно выражать в абсолютных единицах — омах, но часто их представляют в относительных единицах. Для этой цели номинальные значения фазного напряжения, тока и мощности синхронной машины принимают за базовые величины, которые представляют собой условные единицы:

$$U_н = U_ф = 1 \quad (\text{или } 100\%); \quad P_н = m_1U_нI_н = 1 \ (\text{или } 100\%);$$

$$I_н = P_н/(m_1U_н) = 1 \ (\text{или } 100\%); \quad Z_н = U_н/I_н = 1 \ (\text{или } 100\%).$$

Тогда активные и индуктивные сопротивления, или параметры, обмотки статора синхронной машины можно представить в относительных единицах (доли единицы) следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} r_{1*} &= r_1/Z_н = r_1I_н/U_н; & x_{\sigma*} &= x_\sigma/Z_н = x_\sigma I_н/U_н,\\ x_{d*} &= x_d/Z_н = x_dI_н/U_н; & x_{q*} &= x_q/Z_н = x_qI_н/U_н,\\ x_{a*} &= x_а/Z_н = x_аI_н/U_н; & x_* &= x/Z_н = xI_н/U_н. \end{aligned}\right\} \qquad (25.15)$$

Как видно из уравнения (25.15), параметры обмотки статора машины в относительных единицах физически представляют собой относительные падения напряжения в соответствующих сопротивлениях обмотки от номинального фазного тока в ней, отнесенные к номинальному фазному напряжению. Эти величины являются безразмерными. Применение системы относительных единиц удобно, например, при расчете различных переходных процессов в синхронных машинах, так как позволяет при этом расчете оперировать с относительно небольшими числовыми величинами. Вместе с этим данная система единиц позволяет также производить анализ разных режимов работы синхронных машин в обобщенном виде без использования абсолютных значений их отдельных данных.

ДИАГРАММЫ НАПРЯЖЕНИЯ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПРИ НАГРУЗКЕ

§ 26.1. Диаграммы напряжения явнополюсной синхронной машины

При нагрузке синхронной машины, работающей в режиме генератора, напряжение на ее зажимах изменяется под влиянием действия м. д. с. статора на поле ротора и падений напряжения в активном и индуктивном (от поля рассеяния) сопротивлениях обмотки статора от тока нагрузки. Характер действия м. д. с. статора на поле ротора, а следовательно, и на напряжение машины зависит от вида нагрузки в цепи статора. Эта нагрузка может быть активной, индуктивной, емкостной или смешанной.

Изучение рабочих свойств синхронной машины при разном характере нагрузки в цепи статора обычно производится с помощью векторных диаграмм напряжения или внешних характеристик. Диаграммы и характеристики позволяют определить напряжение на зажимах машины с учетом влияния на него м. д. с. статора и падений напряжения в обмотке.

В синхронной машине с явнополюсным ротором воздушный зазор между ним и внутренней окружностью статора является неравномерным. В связи с этим для построения диаграммы напряжения данной машины при нагрузке применяют метод разложения м. д. с. F_1 статора на продольную и поперечную составляющие согласно уравнениям (25.9) и (25.10) и рис. 25.6. С помощью этой диаграммы определяют напряжение на зажимах машины по:

1) э. д. с. $E = U_0$ обмотки статора при холостой работе машины, индуцируемой полем ротора;

2) м. д. с. $F_п$ возбуждения при этом условии;

3) току I_1 нагрузки и углу сдвига ψ между данным током и э. д. с. E статора от поля ротора.

Относительное положение в пространстве векторов синхронно вращающихся м. д. с. ротора $F_п$ и статора F_1 при активно-индуктивной нагрузке представлено на рис. 25.6. На этом же рисунке дано разложение м. д. с. F_1 статора на продольную F_{ad} и поперечную F_{aq} составляющие. Для построения во времени диаграммы напряжения машины при нагрузке удобно отложить горизонтально для ориентации вектор заданного тока $\dot{I}_1 = OA$ нагрузки (рис. 26.1). С ним совпадает по фазе вектор результирующей м. д. с. $\dot{F}_1 = OB$ статора из уравнения (25.7) по условию, что, когда ток в данной фазе статора имеет максимальное значение, амплитуда результирующей м. д. с. статора совпадает с осью этой фазы (см. рис. 25.6). Тогда вектор м. д. с. $F_п = OC$ возбуждения на рис. 26.1 опережает во времени вектор м. д. с. F_1 статора на угол $(90° + \psi)$. На этом же рисунке представлены составляющие м. д. с. статора $\dot{F}_{ad} = OG = \dot{F}_1 \sin\psi$ и $\dot{F}_{aq} = OH = \dot{F}_1 \cos\psi$. Штриховой линией

изображены амплитуды основных гармоник магнитных полей ротора Φ_δ и статора Φ_{ad} и Φ_{aq}. Эти синхронно вращающиеся поля пересекают проводники обмотки статора и индуцируют в ней соответствующие фазные э. д. с. $\dot{E}$, $\dot{E}_{ad}$ и $\dot{E}_{aq}$, которые отстают от своих полей во времени на 90° (см. рис. 26.1). Кроме этого, от пульсации магнитных полей рассеяния вокруг обмотки статора в ней индуцируется еще э. д. с. $\dot{E}_\sigma$ рассеяния, отстающая от тока $\dot{I}_1$ во времени на 90°. Наконец, ток нагрузки вызывает в активном сопротивлении r_1 обмотки статора падение напряжения $\dot{I}_1 r_1$, совпадающее по фазе с этим током (см. рис. 26.1). Для получения напряжения на зажимах синхронной машины при нагрузке нужно сложить геометрически все перечисленные выше э. д. с. обмотки статора и вычесть из их суммы активное падение напряжения $\dot{I}_1 r_1$. Тогда

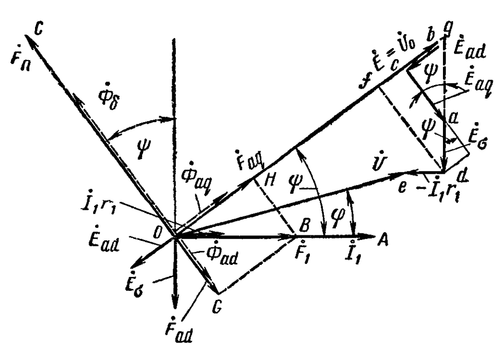


Рис. 26.1. Диаграмма напряжения явнополюсной синхронной машины при нагрузке

$$\dot{U} = \dot{E} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_\sigma - \dot{I}_1 r_1. \qquad (26.1)$$

На рис. 26.1 дано геометрическое сложение э. д. с. по уравнению (26.1). Если учесть уравнения (25.10) — (25.13), то э. д. с. $\dot{E}_{ad}$, $\dot{E}_{aq}$ и $\dot{E}_\sigma$ геометрически можно представить в виде следующих индуктивных падений напряжений:

$$\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d x_{ad}; \qquad \dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q x_{aq}; \qquad \dot{E}_\sigma = -j\dot{I}_1 x_\sigma. \qquad (26.2)$$

Из диаграммы (см. рис. 26.1) можно определить относительное понижение напряжения машины при переходе от холостого хода к полной нагрузке:

$$\Delta U_\% = (Ob - Oe)\,100/Ob = (U_0 - U)\,100/U_0. \qquad (26.3)$$

Векторную диаграмму напряжения (см. рис. 26.1) можно преобразовать к более удобному виду. Для этой цели нужно отрезки bf и fd на диаграмме представить в следующем виде:

$$bf = \dot{E}_{ad} + \dot{E}_\sigma \sin\psi = -j\dot{I}_d x_{ad} - j\dot{I}_1 x_\sigma \sin\psi =$$

$$= -j\dot{I}_d (x_\sigma + x_{ad}) = -j\dot{I}_d x_d; \qquad (26.4а)$$

$$fd = \dot{E}_{aq} + \dot{E}_\sigma \cos\psi = -j\dot{I}_q (x_\sigma + x_{aq}) = -j\dot{I}_q x_q. \qquad (26.4б)$$

Тогда напряжение явнополюсной синхронной машины при нагрузке по преобразованной диаграмме

$$\dot{U} = \dot{E} - j\dot{I}_d x_d - j\dot{I}_q x_q - \dot{I}_1 r_1. \quad (26.5)$$

На рис. 26.2 по уравнению (26.5) построена преобразованная векторная диаграмма напряжения явнополюсной синхронной машины. В этом случае оперируют одним магнитным полем Φ_δ возбуждения в воздушном зазоре, индуцирующим в обмотке статора фазную э. д. с. E, составляющими тока нагрузки $I_d = I_1 \sin\psi$ и $I_q = I_1 \cos\psi$ и сопротивлениями обмотки статора x_d, x_q и r_1. В целях упрощения диаграммы часто активным сопротивлением r_1 обмотки пренебрегают.

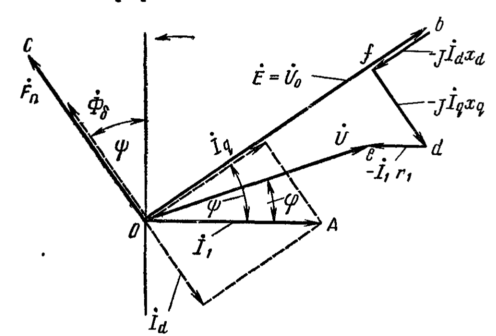


Рис. 26 2. Преобразованная диаграмма напряжения явнополюсной синхронной машины

§ 26.2. Упрощенная диаграмма напряжения синхронной машины

Упрощенная диаграмма напряжения синхронной машины представляет собой диаграмму сложения э. д. с. обмотки статора. При ее построении предполагают, что магнитная система машины является ненасыщенной и воздушный зазор между статором и ротором равномерный. При этом условии в машине рассматривают два вращающихся магнитных поля: ротора Φ_δ и статора Φ_1 и пульсирующее поле $\Phi_{\sigma 1}$ рассеяния обмотки, которые индуцируют в обмотке статора три соответствующие фазные э. д. с.: $\dot{E}, \dot{E}_a$ и $\dot{E}_\sigma$. На рис. 26.3 дано построение упрощенной диаграммы напряжения при активно-индуктивной нагрузке машины путем геометрического сложения указанных э. д. с. статора. Напряжение на зажимах при нагрузке

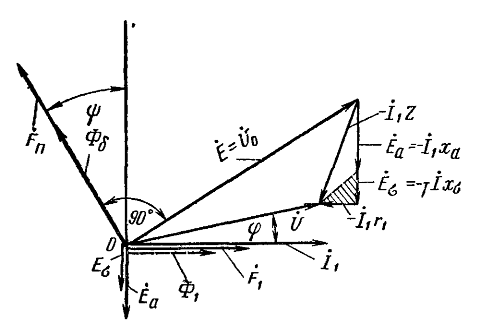


Рис. 26 3. Упрощенная диаграмма напряжения синхронной машины

$$\dot{U} = \dot{E} + \dot{E}_a + \dot{E}_\sigma - \dot{I}_1 r_1 = \dot{U}_0 - \dot{I}_1 Z, \quad (26.6)$$

где $Z = r_1 + j(x_\sigma + x_a) = r_1 + jx$ — полное внутреннее сопротивление одной фазы статора; при этом $x = x_\sigma + x_a$. Из диаграммы получа-

ется относительное понижение напряжения машины при переходе от холостого хода к нагрузке:

$$\Delta U_{\%} = (U_0 - U)\,100/U_0. \qquad (26.7)$$

Для машины с явнополюсным ротором упрощенная диаграмма, изображенная на рис. 26.3, дает приближенное значение относительного понижения напряжения $\Delta U\%$.

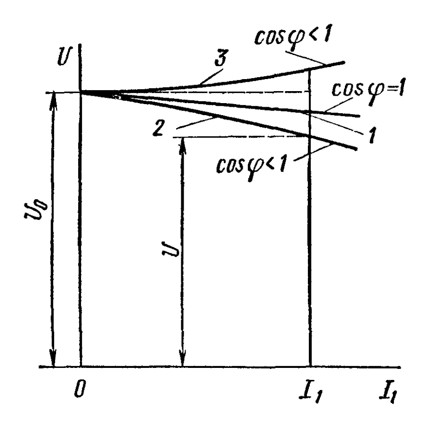


Рис. 26.4. Внешние характеристики синхронного генератора

На рис. 26.4 представлены внешние характеристики синхронного генератора при разных нагрузках: *1* — активной, *2* — индуктивной и *3* — емкостной. Под внешней характеристикой синхронного генератора понимают графически изображенную зависимость напряжения на его зажимах от тока нагрузки при постоянных значениях тока возбуждения, скорости вращения и коэффициента мощности. Как видно из рис. 26.4, при активной и индуктивной нагрузках генератора его напряжение понижается, а при емкостной — повышается по отношению к напряжению U_0 холостого хода.

ГЛАВА XXVII

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА СИНХРОННЫХ МАШИН

Устанавливаемые на электрических станциях синхронные генераторы обычно работают в параллельном соединении на общие шины. Такая необходимость вызвана тем, что нагрузка электростанции в течение суток, месяца или года не остается постоянной и активная мощность, требуемая от нее в разные периоды работы, различна. Эту мощность приходится регулировать путем периодического включения на общие распределительные шины станции большего или меньшего количества машин для совместной работы. Этим обеспечивается полная загрузка работающих машин с наибольшим их коэффициентом полезного действия.

В установках малой мощности с параллельной работой машин переменного тока приходится иметь дело в системах синхронной передачи с одно- и трехфазными сельсинами.

§ 27.1. Включение трехфазной синхронной машины на параллельную работу в сеть

Для включения трехфазной синхронной машины на параллельную работу в сеть, находящуюся под напряжением, необходимо выполнить следующие условия их соединения:

1) равенство фазных напряжений машины и сети $U = U_C$ и совпадение их по фазе во внешней цепи нагрузки (или сдвиг по фазе на 180° во внутренней цепи машин);

2) одинаковый порядок следования фаз A, B, C машины и сети;

3) равенство частот их напряжений.

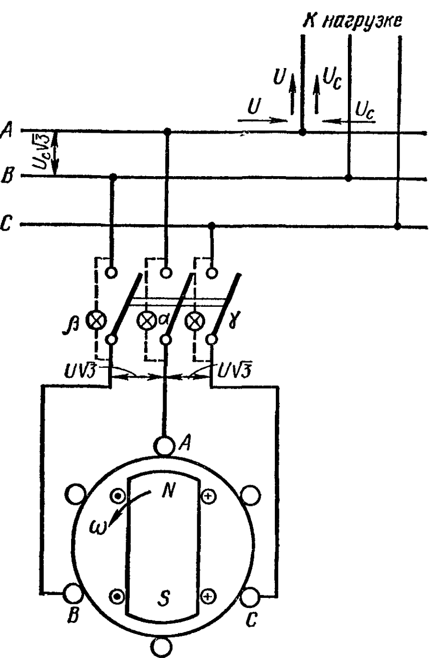


Рис. 27.1. Схема включения трехфазной синхронной машины в сеть

На рис. 27.1 представлена схема включения трехфазной синхронной машины в сеть с фазным U_C или линейным $U_C\sqrt{3}$ напряжением. Первое условие параллельного соединения машины и сети — равенство напряжений — проверяют с помощью вольтметра, включаемого попеременно на зажимы машины и шины сети. Для определения же момента совпадения этих напряжений по фазе во внешней цепи нагрузки можно воспользоваться или тремя лампочками, включаемыми между соответствующими контактами трехполюсного рубильника, или же специальным прибором, называемым *синхроноскопом*. Представленное на рис. 27.1 включение лампочек α, β, γ параллельно контактам каждой фазы рубильника называют *фазным включением* ламп. В этом случае при одинаковом порядке следования фаз A, B, C сети и машины и при несинхронном вращении последней лампочки загораются и гаснут одновременно.

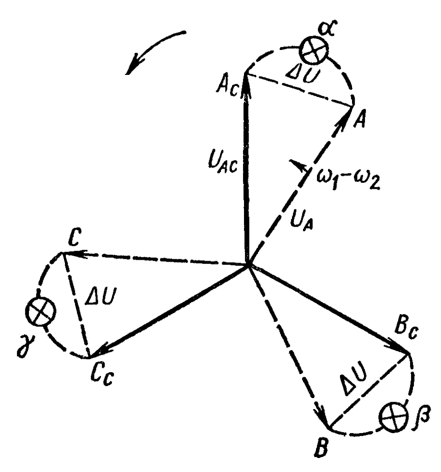


Рис. 27.2. Векторная диаграмма напряжений синхронной машины и сети

На рис. 27.2 представлены векторные диаграммы фазных напряжений сети (сплошные векторы) и машины (штриховые). Если сплошные векторы напряжений сети вращаются против часовой стрелки с угловой скоростью ω_1, а штриховые (машины) — в ту же сторону со скоростью $\omega_2 > \omega_1$, то относительная скорость в пространстве

между ними $\omega = \omega_1 - \omega_2 < 0$. Для определения взаимного положения векторов напряжений можно мысленно предположить сплошные векторы неподвижными в пространстве, а штриховые—вращающимися с относительной скоростью $\omega_1 - \omega_2$ против часовой стрелки. Напряжения ΔU на лампочках α, β, γ изображаются на диаграмме отрезками, соединяющими концы соответствующих пар векторов. Так как эти отрезки одинаковы, то и лампочки в каждый момент времени горят одинаково с большей или меньшей яркостью. В момент совпадения сплошных и штриховых векторов напряжений $\Delta U = 0$ и лампочки α, β, γ одновременно гаснут. Это соответствует моменту синхронизма машины с сетью, во время которого и нужно включать ее рубильник. После включения рубильника при соблюдении равенства напряжений машина вращается вхолостую синхронно с частотой сети.

§ 27.2. Параллельная работа синхронной машины с мощной станцией

Для простоты анализа параллельной работы синхронной машины на рис. 27.3 представлена схема параллельного включения однофазного синхронного генератора *2* на шины мощной станции *1*. При этом предполагается, что мощность исследуемого генератора настолько относительно мала по сравнению с мощностью электростанции, что при любых изменениях его режима работы напряжение U_C и частота f сети остаются неизменными. Это означает, что для обмотки статора эквивалентного синхронного генератора станции, условно заменяющего суммарную мощность нескольких параллельно работающих генераторов ее, можно практически положить сопротивления активное $R \approx 0$ и индуктивное $X \approx 0$. Для упрощения анализа режимов параллельной работы исследуемого синхронного генератора можно без большой погрешности пренебречь также активным сопротивлением его обмотки статора ($r_1 \approx 0$) и учитывать по упрощенной диаграмме напряжения (см. рис. 26.3) только полное синхронное индуктивное сопротивление ее $x = x_\sigma + x_a$.

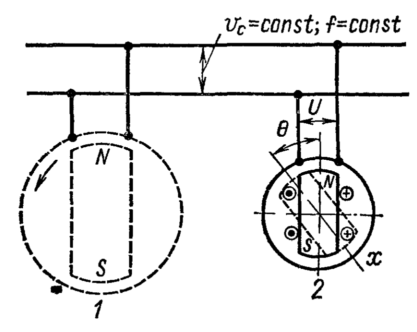


Рис 27.3. Схема параллельного соединения синхронных машин

Если синхронная машина включена в сеть с соблюдением всех условий параллельного соединения, то она работает в режиме холостого хода без какого-либо тока в обмотке статора. Режим параллельной работы синхронной машины с мощной сетью с постоянным эффективным значением напряжения U_C зависит от увеличения или уменьшения возбуждения машины и изменения вращающего момента приводного двигателя.

На рис. 27.4 представлена упрощенная векторная диаграмма напряжений мощной сети и рассматриваемой машины, у которой увели-

чено возбуждение. В этом случае во внутренней цепи машин возникает разность напряжений $\Delta\dot{U} = \dot{E}' - \dot{U}_C$, которая вызовет в ней ток $\dot{I}_1 = \Delta\dot{U}/(+jx)$. Этот ток при $r_1 = 0$ будет чисто реактивным. Как видно из рис. 27.4, при перевозбуждении синхронный генератор отдает

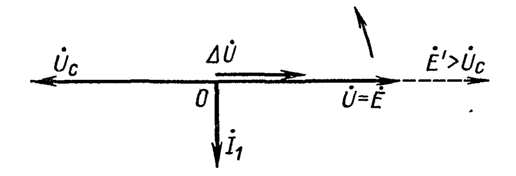


Рис. 27 4 Векторная диаграмма напряжений сети и синхронной машины при перевозбуждении

в сеть ток $\dot{I}_1$, отстающий на 90° от его напряжения и опережающий на тот же угол напряжение сети U_c. Отстающий ток создает в генераторе размагничивающую составляющую м. д. с. статора, которая компенсирует избыток м. д. с. возбуждения. Вследствие этого результирующее магнитное поле в машине остается практически неизменным. При недовозбуждении генератора отдаваемый им ток в сеть будет опережающим

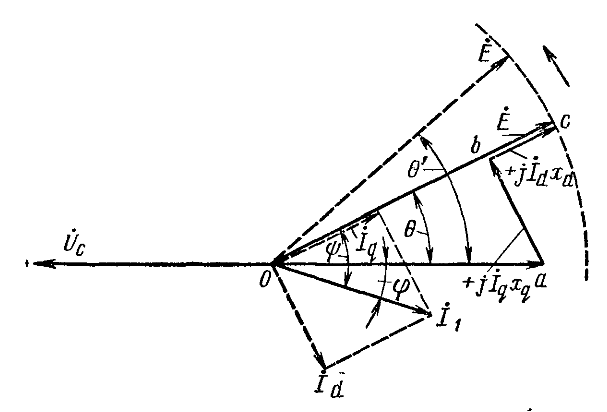


Рис. 27.5 Векторная диаграмма напряжения явнополюсной синхронной машины при параллельной работе с сетью

на 90°. Ток создает в генераторе подмагничивающую составляющую м. д. с. статора, восстанавливающую недостаток возбуждения. Активная мощность синхронной машины в обоих случаях изменения возбуждения вследствие чисто реактивного тока будет $P = m_1 U I_1 \cos 90° = 0$. Таким образом, увеличением возбуждения невозможно нагрузить активной мощностью синхронный генератор, работающий параллельно с мощной сетью, так как при постоянном напряжении U_C сети генератор практически работает при неизменном результирующем магни-

ном поле и отдаваемый им ток при $r_1 = 0$ получается чисто реактивным.

Если теперь при постоянном возбуждении явнополюсного синхронного генератора увеличить вращающий момент приводного двигателя, то под влиянием кратковременного ускорения вращения ось ротора генератора повернется на угол θ в сторону опережения оси ротора мощной станции (см. рис. 27.3). На рис. 27.5. представлена преобразованная векторная диаграмма напряжения явнополюсного синхронного генератора при пренебрежении активным сопротивлением его обмотки статора ($r_1 = 0$) и увеличенном вращающем моменте приводного двигателя, вызвавшем поворот ротора генератора в направлении вращения на угол θ. Если пренебречь для простоты потерями в стали и обмотке статора ($r_1 = 0$), то электромагнитная мощность явнополюсного синхронного генератора при параллельной работе его с мощной сетью будет равна отдаваемой им активной мощности. При этом условии из диаграммы, изображенной на рис. 27.5, для электромагнитной мощности (Вт) данного генератора можно написать:

$$P_{эм} = m_1 U I_1 \cos\varphi = m_1 U I_1 \cos(\psi - \theta) = m_1 U_1 I_q \cos\theta + m_1 U I_d \sin\theta, \qquad (27.1)$$

где $I_q = I_1 \cos\psi$; $I_d = I_1 \sin\psi$.

Из диаграммы (см. рис. 27.5) следует, что $I_q x_q = U \sin\theta$; $I_d x_d = E - U\cos\theta$; подставляя из этих равенств значения токов I_q и I_d в уравнение (27.1), получим следующее уравнение для электромагнитной мощности (Вт) явнополюсного синхронного генератора, работающего параллельно с мощной сетью:

$$P_{эм} = m_1 EU \sin\theta / x_d + (m_1 U^2/2)\,(1/x_q - 1/x_d) \sin 2\theta; \qquad (27.2)$$

при этом полные индуктивные сопротивления обмотки статора по продольной и поперечной осям $x_d > x_q$.

Первый член правой части уравнения (27.2) выражает собой основную составляющую электромагнитной мощности явнополюсного синхронного генератора, обязанную магнитному полю возбуждения ротора (э. д. с. E). Второй член этого уравнения характеризует собой составляющую электромагнитной мощности генератора, обусловленную неравенством индуктивных сопротивлений обмотки статора по продольной и поперечной осям ротора.

Изменение активной мощности синхронного генератора при параллельной работе с мощной сетью регулированием вращающего момента его приводного двигателя означает изменение состояния его равновесия, или переход от одного установившегося режима работы к другому. Этот переход происходит не мгновенно, а в течение определенного конечного промежутка времени. При этом новое состояние равновесия режима наступает после некоторого периода колебаний или качаний ротора генератора. Качание ротора происходит благодаря наличию у него момента инерции. При увеличении, например, вращающего момента приводного двигателя ось ротора генератора опередит на угол θ' ось ротора параллельно работающей с ним машины. В этом случае вектор э. д. с. E в диаграмме, изображенной на рис. 27.5, до занятия им окончательного нового положения под углом θ' совершит несколько коле-

баний вокруг этого положения в соответствии с качаниями ротора генератора. При этом угол θ во время колебаний ротора (или вектора в диаграмме) временно принимает бóльшие и мéньшие значения относительно нового значения угла θ', соответствующего данному состоянию нагрузки.

При колебаниях ротора, сопровождаемых изменением угла θ рассогласования между осями роторов двух машин (см. рис. 27.3), происходит изменение электромагнитной мощности $P_{эм}$ рассматриваемого генератора. Величину или степень изменения электромагнитной мощности при изменении угла θ называют *удельной синхронизирующей мощностью*. Она представляет собой производную от электромагнитной мощности по углу θ рассогласования между осями роторов машин (Вт/рад):

$$P_{сх} = dP_{эм}/d\theta = m_1 EU \cos\theta/x_d + m_1 U^2 (1/x_q - 1/x_d) \cos 2\theta. \quad (27.3)$$

Удельная синхронизирующая мощность определяет величину синхронизирующего момента машины, удерживающего ротор ее в синхронизме с другой машиной.

Под удельным синхронизирующим моментом (Н·м/рад) синхронной машины понимают ее внутренний электромагнитный момент, под действием которого ротор при отклонении от своего равновесного положения на единицу угла стремится возвратиться обратно к этому положению равновесия:

$$M_{сх} = P_{сх}/\omega_1 = m_1 EU \cos\theta/(\omega_1 x_d) + (m_1 U^2/\omega_1)(1/x_q - 1/x_d) \cos 2\theta; \quad (27.4)$$

при этом предельные значения синхронизирующего момента явнополюсной машины будут при следующих углах θ:

$M_{сх}$ = макс при $\theta = 0$ — холостой ход машины;

$M_{сх} = 0$ при

$$\cos\theta_m = -\frac{1}{4(x_d/x_q - 1)} \cdot \frac{E}{U} + \sqrt{\frac{1}{16(x_d/x_q - 1)^2}\left(\frac{E}{U}\right)^2 + \frac{1}{2}} -$$

максимальная нагрузка машины.

Так, например, при $E/U = 1$, $x_d/x_q = 2$, $x_d/x_q - 1 = 1$ $M_{сх} = 0$ будет при $\cos\theta_m = 1/2$ или $\theta_m = 60°$.

Таким образом, для обеспечения устойчивой параллельной работы явнополюсного синхронного генератора с мощной сетью нужно регулировать вращающий момент его приводного двигателя в пределах, в которых угол θ рассогласования между осями роторов генератора и машины сети не будет превосходить величины порядка 60°. В этом случае отдаваемая генератором в сеть активная мощность меньше или равна возможной максимальной электромагнитной мощности, определяемой уравнением (27.2) при $\theta_m = 60°$.

На рис. 27.6 для иллюстрации представлены определенные по уравнениям (27.2) и (27.3) результирующие кривые электромагнитной $P_{эм} = f(\theta)$ (кривая *1*) и удельной синхронизирующей $P_{сх} = f(\theta)$ (кривая

4) мощностей в зависимости от угла θ рассогласования между осями роторов машин при параллельной работе явнополюсной синхронной машины с мощной сетью. На этом же рисунке даны кривые соответствующих составляющих этих мощностей: основной составляющей электро-

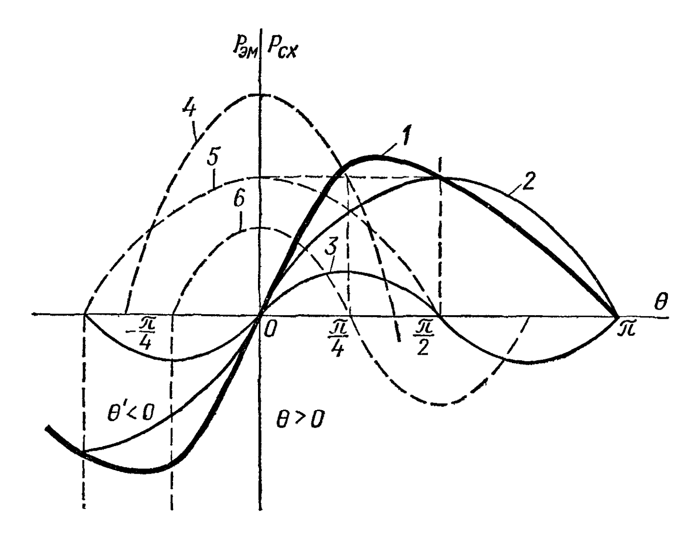


Рис. 27 6. Кривые электромагнитной и синхронизирующей мощностей явнополюсной синхронной машины при параллельной работе с сетью

магнитной мощности (кривая *2*), дополнительной составляющей этой мощности (кривая *3*), основной составляющей синхронизирующей мощности (кривая *5*) и дополнительной составляющей ее (кривая *6*).

ГЛАВА XXVIII

РАБОТА СИНХРОННОЙ МАШИНЫ В КАЧЕСТВЕ ДВИГАТЕЛЯ

§ 28.1. Переход от генераторного режима работы машины к двигательному

При включении синхронного генератора в мощную сеть с соблюдением всех требований параллельного соединения никакого тока в цепи статора не будет, так как э. д. с. его равна и прямо противоположна по фазе напряжению сети. Чтобы генератор начал отдавать активную мощность в сеть, нужно увеличить вращающий момент приводного двигателя. В этом случае ось ротора генератора опережает на угол θ ось *3* ротора машины сети (рис. 28.1, положение *1* ротора). Упрощенная векторная диаграмма напряжения (см. рис. 26.3) для генераторного режима работы машины изображена штриховой линией на рис. 28.2. Как видно из этой диаграммы, в генераторе э. д. с. статора от поля ротора опережает напряжение на его зажимах на угол θ.

При постепенном уменьшении момента приводного двигателя, вращающего ротор генератора, угол θ рассогласования между осями роторов соответственно уменьшается и при холостом ходе сделается равным нулю. При этом условии ток в цепи машины отсутствует. Если теперь механически отключить приводной двигатель, вращающий ротор машины (например, разъединить на ходу диски соединительной муфты или отключить питание двигателя), то ротор, лишившись механического вращающего момента, замедлит ход и отстанет на угол θ' от оси ротора машины сети. На рис. 28.1 этот ротор изображен в положении 2. В этом случае э. д. с. $\dot{E}$ статора, представленная в упрощенной диаграмме (см. рис. 28.2) сплошным вектором, сместится в сторону отставания на угол θ'. Вследствие этого в цепи машины появится результирующее напряжение $\Delta\dot{U} = +j\dot{I}'_1 x$ и возникнет ток $\dot{I}'_1 = \Delta\dot{U}/jx$, где $x = x_\sigma + x_a$ — полное синхронное индуктивное сопротивление обмотки статора. Этот ток отстает по фазе от $\Delta\dot{U}$ на 90° и направлен почти прямо противоположно э. д. с. $\dot{E}$ статора (см. рис. 28.2), которую можно рассматривать при этом условии как противо-э. д. с. по отношению к току. Это положение характеризует собой признак двигательного режима работы машины. От взаимодействия потребляемого тока с магнитным полем ротора в машине создается электромагнитный вращающий момент, который и поддерживает синхронное вращение ротора двигателя. Потребляемая им из сети активная мощность (Вт) $P = m_1 U_c I'_1 \cos\varphi$.

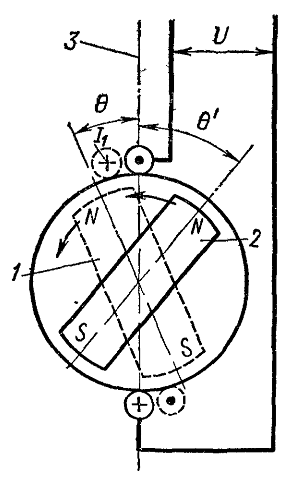


Рис. 28.1. Положение ротора у синхронного генератора и двигателя при работе с сетью

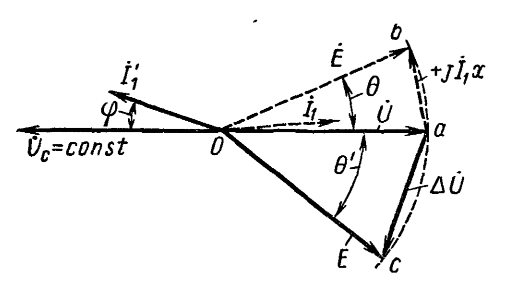


Рис 28.2. Диаграммы напряжения синхронного генератора (верхняя) и двигателя (нижняя)

Если к валу двигателя приложить нагрузочный момент (например, соединить с ним муфтой какой-нибудь механический станок), то угол θ' отставания увеличится и с ним возрастет величина напряжения $\Delta\dot{U} = j\dot{I}'_1 x$ (см. рис. 28.2). В результате этого потребляемый двигателем ток из сети увеличится и вращающий момент его соответственно возрастет, чтобы уравновесить нагрузочный момент на валу при синхронном вращении ротора. Таким образом, в двигательном режиме работы синхронной машины э. д. с. статора, создаваемая полем ротора, отстает на угол θ' от напряжения на его зажимах.

При пренебрежении для простоты потерями в стали и обмотке статора ($r_1 = 0$) электромагнитная мощность $P_{эм}$ синхронного двигателя равна потребляемой им из сети активной мощности $P_{эм} = m_1 U_c I_1' \cos\varphi$. Эта мощность, по аналогии с явнополюсным синхронным генератором, численно определяется уравнением (27.2) . Электромагнитный вращающий момент (Н·м) явнополюсного двигателя

$$M = \frac{P_{эм}}{\omega_1} = \frac{m_1 U E}{\omega_1 x_d} \sin\theta' + \frac{m_1 U^2}{2\omega_1}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta', \qquad (28.1)$$

а удельный синхронизирующий момент, удерживающий ротор двигателя в синхронизме, определяется уравнением (27.4).

На рис. 27.6 слева от оси ординат представлена кривая результирующей электромагнитной мощности явнополюсного синхронного двигателя по уравнению (27.2) при углах $\theta' < 0$ (кривая *1*), которая располагается ниже оси абсцисс.

§ 28.2. Работа синхронного двигателя при нагрузке в двух режимах

Работа двигателя при постоянной электромагнитной мощности ($P_{эм}$ = const) и переменном возбуждении ($I_в$ = var). Если воспользоваться упрощенной диаграммой напряжения машины (см. рис. 26.4), то при этом условии синхронный двигатель можно рассматривать как неявнополюсный (с равномерным воздушным зазором). В таком двигателе индуктивные сопротивления x_d и x_q обмотки статора имеют одинаковые значения и равны полному синхронному индуктивному сопротивлению ее ($x = x_\sigma + x_a$), а электромагнитная мощность (Вт) при этом условии из уравнения (27.2)

$$P_{эм} = (m_1 UE/x)\sin\theta'. \qquad (28.2)$$

На рис. 28.3 представлены упрощенные векторные диаграммы напряжения синхронного двигателя при $P_{эм}$ = const и разных степенях

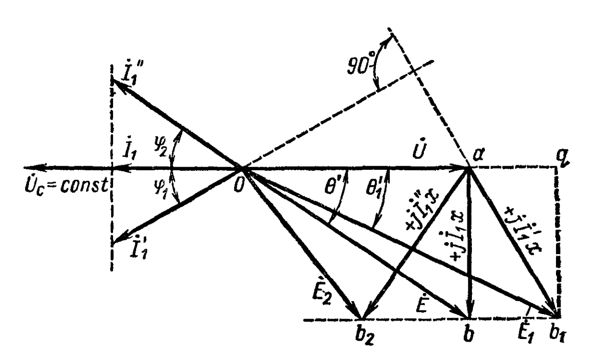


Рис. 28.3. Диаграммы напряжения синхронного двигателя при постоянной мощности и переменном возбуждении

возбуждения его. Электромагнитная мощность двигателя в диаграмме выражается длиной перпендикуляра b_1q, опущенного из конца вектора э. д. с. E_1 статора на направление напряжения U. Действительно, $P_{эм} = (m_1UE_1/x)\sin\theta_1' \equiv b_1q$, где $b_1q = (E_1/k)\sin\theta_1' = Ob_1\sin\theta_1'$, при этом k — масштаб э. д. с. Так как, по условию, $P_{эм} = \text{const}$, то и отрезок $b_1q = \text{const}$ и, следовательно, при $r_1 = 0$ $P_{эм} = m_1U_cI_1'\cos\varphi_1 = \text{const}$. Последнее условие выполняется, когда активная составляющая потребляемого двигателем тока из сети будет $I_1'\cos\varphi_1 = \text{const}$. В связи с этим при изменении тока возбуждения двигателя концы векторов э. д. с. E, E_1 и E_2 статора на рис. 28.3 скользят по горизонтали (так как $b_1q = \text{const}$), а концы векторов потребляемых токов I_1, I_1' и I_1'' — по вертикали (по условию $I\cos\varphi = \text{const}$).

На рис. 28.4 представлены U-образные кривые синхронного двигателя.

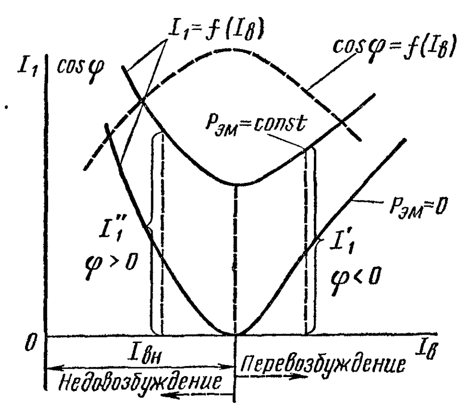


Рис. 28.4. U-образные кривые синхронного двигателя

Диаграммы напряжения (см. рис. 28.3) и U-образные кривые (см. рис. 28.4) показывают, что:

1) при изменении тока возбуждения потребляемый синхронным двигателем ток из сети изменяется по величине и фазе;

2) при данной нагрузке двигателя существует возбуждение, при котором потребляемый им ток I_1 совпадает по фазе с напряжением сети U_c;

3) при недовозбуждении синхронный двигатель потребляет отстающий ток I_1'' от напряжения U_c сети и при перевозбуждении — опережающий ток I_1'.

Свойство синхронного двигателя потреблять при перевозбуждении опережающий ток от сети широко используется в современных электроэнергетических установках для целей компенсации (улучшения) коэффициента мощности их. В этом случае синхронный двигатель устанавливается на месте включения потребителей в систему и работает в режиме перевозбуждения без механической нагрузки на валу. Такой двигатель называется синхронным компенсатором. Его назначением в энергетической системе является компенсация коэффициента мощности ($\cos\varphi$) электростанции и линии электропередачи за счет выработки необходимой реактивной мощности для потребителей электроэнергии.

Работа двигателя при переменной электромагнитной мощности ($P_{эм} = \text{var}$) и постоянном возбуждении ($I_в = \text{const}$). На рис. 28.5 представлены упрощенные векторные диаграммы напряжения синхронного двигателя при разных механических нагрузках на его валу. В качестве этой нагрузки может быть какой-нибудь станок, механизм, подъемное

устройство и т. д. По условию $I_в = \text{const}$, э. д. с. обмотки статора $E = \overline{Ob} = \text{const}$. Поэтому при увеличении, например, механической нагрузки на валу двигателя угол θ' рассогласования между осями роторов двигателя и питающей его машины сети возрастет до величины θ_1', а потребляемая им электромагнитная мощность из сети (при $r_1 = 0$) увеличится с $\overline{bq}$ до значения $\overline{b_1q_1}$. При изменении угла θ' конец вектора

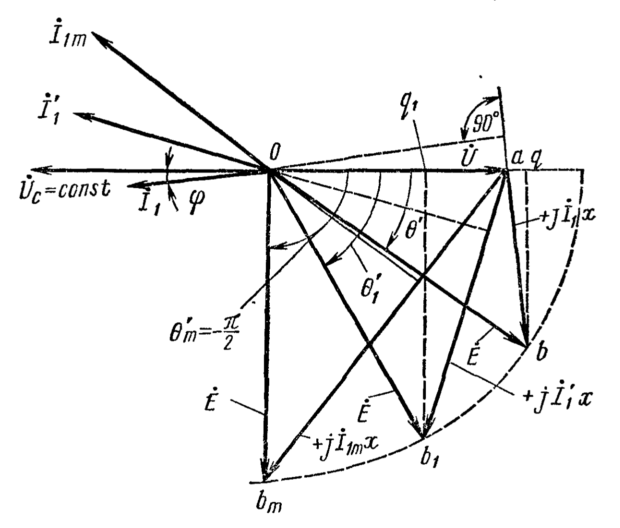


Рис. 28.5. Диаграммы напряжения синхронного двигателя при переменной мощности и постоянном возбуждении

э. д. с. E описывает окружность. Предельное значение угла $\theta_m' = -90°$, при котором потребляемая двигателем электромагнитная мощность $\overline{Ob}_m$ будет наибольшей. Однако при этом условии синхронизирующий момент двигателя $M_{сх} = dM/d\theta' = dP_{эм}/(\omega_1 d\theta') = m_1 EU \cos\theta'/(\omega_1 x) = 0$. Следовательно, дальнейшее увеличение нагрузки на валу двигателя приведет к выпадению его ротора из синхронизма и остановке двигателя.

§ 28.3. Пуск в ход синхронных двигателей

Синхронный двигатель развивает электромагнитный вращающий момент лишь при синхронном вращении ротора с магнитным полем статора, так как только при этом условии получается магнитное сцепление между их полюсами. Следовательно, при неподвижном и возбужденном роторе или несинхронном его вращении синхронный двигатель вращающего момента не развивает. В этом можно убедиться, если рассмотреть включенный двигатель в сеть при неподвижном и возбужденном роторе. В этом случае при быстром вращении поля статора полюсы его, проходя мимо одноименных полюсов неподвижного ротора, вызывали

бы толчки то вперед — по вращению, то назад—против вращения поля статора. При наличии механической инерции у ротора последний не может сразу сцепиться с полем статора в направлении вращения и будет испытывать колебательные движения или вибрации под влиянием переменных толчков. Это означает, что пусковой момент в двигателе равен нулю.

Ввиду отсутствия пускового момента в синхронном двигателе для пуска его используют следующие способы:

1) пуск с помощью вспомогательного двигателя (асинхронного или возбудителя);

2) асинхронный пуск двигателя.

Пуск в ход синхронного двигателя с помощью вспомогательного может быть произведен только без механической нагрузки на его валу, т. е. практически вхолостую. В этом случае на период пуска двигатель временно превращается в синхронный генератор, ротор которого приводится во вращение небольшим вспомогательным двигателем. Статор этого генератора включается параллельно в сеть с соблюдением всех необходимых условий этого соединения. После включения статора в сеть вспомогательный приводной двигатель механически отключается от вала ротора и машина переходит в двигательный режим работы в соответствии с изложенным в § 28.1. Теперь можно с помощью разъемной муфты присоединить к валу двигателя механическую нагрузку в виде станка, механизма и т. д. Однако этот способ пуска синхронного двигателя применяется сравнительно редко.

Наиболее распространенным способом пуска синхронных двигателей является асинхронный пуск, при котором синхронный двигатель на время пуска превращается в асинхронный. Для возможности образования асинхронного пускового момента в пазах полюсных наконечников явнополюсного двигателя помещается пусковая короткозамкнутая обмотка. Эта обмотка состоит из голых медных или латунных стержней, вставляемых в пазы наконечников и соединяемых накоротко с обоих торцов медными кольцами или сегментами. При пуске в ход двигателя обмотка статора включается в сеть переменного тока через понижающий автотрансформатор (для уменьшения пускового тока); обмотка же ротора отсоединяется от источника постоянного тока и замыкается на некоторое сопротивление $R_р$ (рис. 28.6). На рисунке: *1* — статор двигателя, *2* — ротор, *3* — пусковой секционированный авто-

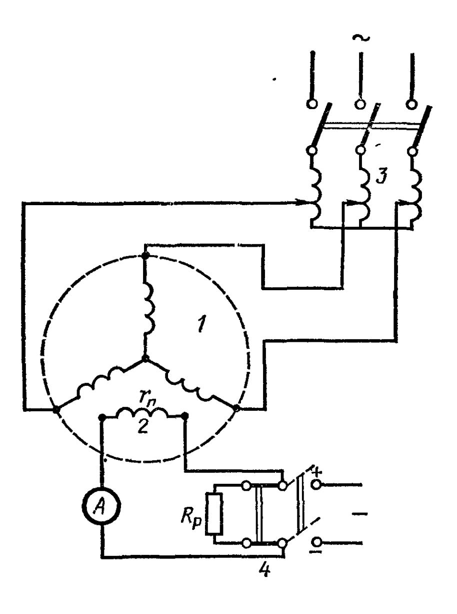


Рис. 28.6. Схема асинхронного пуска трехфазного синхронного двигателя

трансформатор, *4* — переключатель в цепи возбуждения и $R_р$ — сопротивление в этой цепи. При включении обмотки статора в сеть в двигателе образуется вращающееся магнитное поле, которое вызовет в стержнях пусковой обмотки ротора вторичные токи. От взаимодействия этих токов с магнитным полем возникает вращающий момент, под влиянием которого ротор начнет вращаться в направлении вращения поля. В процессе разгона скорость вращения ротора приблизится к синхронной. Однако при замкнутой обмотке возбуждения на сопротивление $R_р$ ротор не может ее достигнуть, так как вращающееся магнитное поле перестало бы пересекать стержни пусковой обмотки ротора и вторичные токи в них исчезли, а в результате вращающий момент был равен нулю. Поэтому для образования этих токов и момента ротор обязательно должен вращаться со скоростью ниже синхронной. Чтобы ротор двигателя втянулся в синхронизм, необходимо создать в нем магнитное поле включением в обмотку возбуждения постоянного тока путем переброски переключателя *4* вправо (см. рис. 28.6). В этом случае полюсы ротора свяжутся с полюсами поля статора и начнут вращаться синхронно. Возможность втягивания ротора в синхронизм при включении возбуждения здесь обусловливается тем, что он вращается уже с почти синхронной скоростью и его масса обладает запасом кинетической энергии. Поэтому небольшой толчок на ротор в момент включения возбуждения от взаимодействия двух полей втягивает его в синхронизм. После этого пониженное в момент пуска напряжение на зажимах статора двигателя повышают с помощью секционированного автотрансформатора до номинального значения.

ГЛАВА XXIX

ТРЕХ- И ОДНОФАЗНЫЕ СИНХРОННЫЕ РЕАКТИВНЫЕ ДВИГАТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Синхронные электродвигатели в диапазоне мощностей от долей до нескольких сотен ватт в настоящее время имеют широкое и разнообразное применение. Они используются, например, в установках проводной и радиосвязи, звуковом кино, часовой промышленности, системах синхронной передачи и программного автоматического управления электроприводами станков, механизмов и т. д.

Эти двигатели подразделяются на реактивные и с возбуждением от постоянных магнитов. При импульсном питании они работают в режиме дискретного перемещения ротора и называют их *шаговыми двигателями*.

Под *реактивным* двигателем понимают синхронный двигатель с явнополюсным ротором без обмотки возбуждения и без постоянных магнитов, магнитное поле которого создается м. д. с. статора.

Под *шаговым*, или импульсным, двигателем понимают синхронный двигатель с явнополюсным реактивным или активным ротором, служащий для преобразования электрических импульсов в дискретные угловые перемещения — шаги.

Реактивные двигатели по своей конструкции бывают разнообразных типов. При мощностях в несколько десятков ватт и ниже эти двигатели выполняют преимущественно однофазными.

§ 29.1. Трехфазные реактивные двигатели

Для выяснения принципа ействия трехфазного реактивного электродвигателя рассмотрим работу обыкновенного явнополюсного синхронного двигателя в режиме недовозбуждения. На рис. 29.1 показано положение явнополюсного ротора в этом режиме относительно фазы B статора, в которой ток имеет максимальное значение.

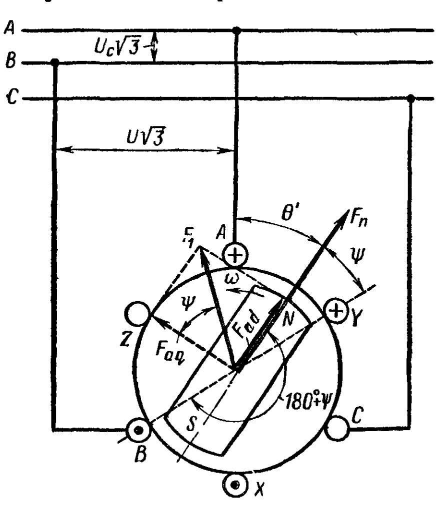


Рис. 29.1. Положение ротора синхронного двигателя относительно фазы B при недовозбуждении

Как показано в гл. XXV, трехфазная обмотка статора при питании ее трехфазным переменным током создает вращающуюся результирующую м. д. с с постоянной амплитудой F_1, определяемой уравнением (25.7). Эта амплитуда в соответствующий момент времени совпадает с осью той фазы статора, в которой ток в данный момент имеет максимальное значение. На рис. 29.1 она представлена совпадающей с осью фазы B, в которой ток i_B = макс.

Из рис. 29.1 видно, что при недовозбуждении синхронный двигатель создает продольную составляющую м. д. с. статора $F_{ad} = F_1\sin\psi$, подмагничивающую ротор. Физически это обусловлено тем, что при постоянном эффективном значении напряжения сети U_c синхронный двигатель работает практически при неизменном результирующем магнитном поле в воздушном зазоре. Поэтому при недовозбуждении двигателя недостаток м. д. с. ротора дополняется подмагничивающей продольной составляющей м. д. с. статора, а при перевозбуждении избыток ее компенсируется размагничивающей составляющей этой м. д. с. Благодаря этому явлению сохраняется постоянство результирующего магнитного поля в машине. Следовательно, если довести ток возбуждения в обмотке ротора синхронного двигателя до нуля, то магнитное поле в воздушном зазоре его целиком будет создаваться продольной составляющей м. д. с. статора при сильно отстающем потребляемом токе. На рис. 29.2 представлена диаграмма напряжения синхронного реактивного двигателя. Таким образом, рабочий процесс реактивного двигателя в принципе можно рассматривать как

предельный режим работы явнополюсного синхронного двигателя при выключенном возбуждении ротора.

Угол θ' на рис. 29.1 и 29.2 представляет собой угол отставания оси ротора синхронного двигателя от оси ротора питающей его машины или угол рассогласования между осями роторов этих машин.

Если пренебречь потерями энергии в стали и обмотке статора ($r_1 = 0$), то электромагнитная мощность (Вт) трехфазного реактивного двигателя будет равна потребляемой им активной мощности из сети: $P_{эм} = m_1 U_c I_1 \cos\varphi = m_1 U I_1 \cos(\psi + \theta') = m_1 U I_q \cos\theta' - m_1 U I_d \sin\theta'$, где $U = U_c$ — фазное напряжение на зажимах двигателя, В. (29.1)

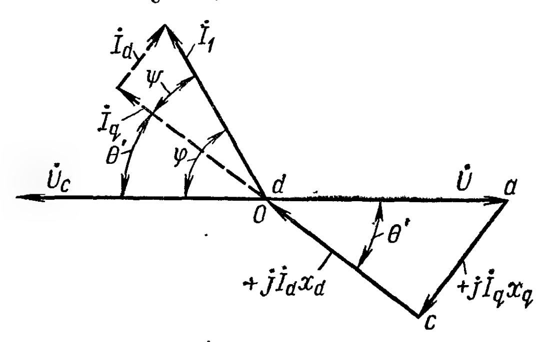


Рис. 29.2. Диаграмма напряжения трехфазного реактивного двигателя

Из диаграммы напряжения (см. рис. 29.2) следует, что $U\cos\theta' = I_d x_d$; $U\sin\theta' = I_q x_q$. Подставляя значения токов I_d и I_q из этих равенств в уравнение (29.1), получим

$$P_{эм} = (m_1 U^2/2)(1/x_q - 1/x_d)\sin 2\theta'. \qquad (29.2)$$

Полный электромагнитный вращающий момент (Н·см) трехфазного реактивного двигателя

$$M = P_{эм} \cdot 10^2/\omega_1 = [m_1 U^2 \cdot 10^2/(2\omega_1)] \cdot (1/x_q - 1/x_d)\sin 2\theta', \qquad (29.3)$$

где m_1 — число фаз статора; x_d и x_q — полные синхронные индуктивные сопротивления обмотки статора по продольной и поперечной осям, Ом; $\omega_1 = 2\pi f_1/p$ — синхронная скорость вращения ротора, рад/с; f_1 — частота сети, Гц; p — число пар полюсов ротора.

Таким образом, электромагнитная мощность и вращающий момент реактивного двигателя обусловлены неодинаковыми значениями индуктивных сопротивлений обмотки статора x_d и x_q по продольной и поперечной осям. Отсюда следует, что ротор реактивного двигателя принципиально должен быть явнополюсным, так как только в этом случае $x_d > x_q$.

Максимум электромагнитной мощности (Вт) и вращающего момента (Н·см) этого двигателя при активном сопротивлении обмотки статора $r_1 = 0$ наступает при угле $\theta'_m = -45°$. Тогда из уравнений (29.2) и (29.3)

$$P_{эм.макс} = -(m_1 U^2/2)(1/x_q - 1/x_d), \qquad (29.4)$$

$$M_{макс} = -[m_1 U^2 \cdot 10^2/(2\omega_1)](1/x_q - 1/x_d). \qquad (29.5)$$

Удельный синхронизирующий момент (Н·см/рад) реактивного двигателя, удерживающий ротор в синхронизме, из уравнения (29.3)

$$M_{сх} = dM/d\theta' = (m_1 U^2 \cdot 10^2/\omega_1)(1/x_q - 1/x_d)\cos 2\theta'. \qquad (29.6)$$

Следовательно, максимальный синхронизирующий момент реактивного двигателя при $\theta' = 0$ и $r_1 = 0$ вдвое больше его максимального вращающего момента. Этот момент равен нулю при $\theta'_m = \mp 45°$. В таком положении ротор реактивного двигателя при малейшем толчке механической нагрузки на валу выпадает из синхронизма и останавливается. Поэтому нагружать реактивный двигатель механической нагрузкой до предельного угла $\theta'_m = -45°$ не следует. На рис. 29.3 по уравнениям (29.3) и (29.6) представлены кривые электромагнитного и синхронизирующего моментов реактивной машины, работающей в двигательном (кривая *1*) и генераторном (кривая *2*) режимах.

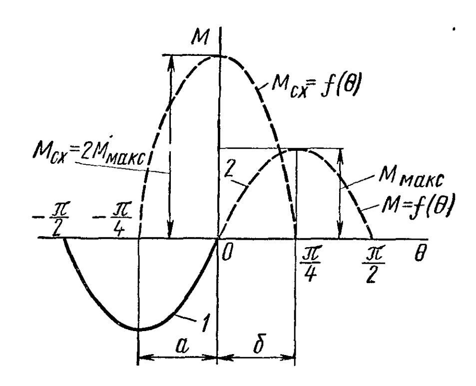


Рис. 29.3. Кривые электромагнитного и синхронизирующего моментов реактивной машины

а — область работы реактивного двигателя при $-\pi/4 < \theta' < 0$; *б* — область работы реактивного генератора при $0 < \theta' < \pi/4$

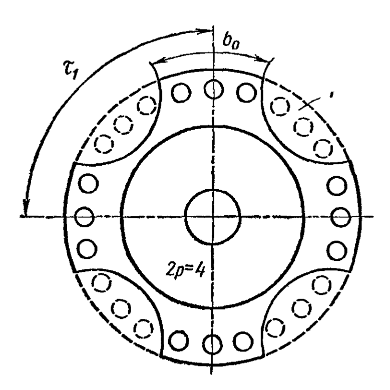


Рис. 29.4. Четырехполюсный ротор реактивного двигателя с короткозамкнутой обмоткой

Для обеспечения пускового момента в синхронном реактивном двигателе малой мощности явнополюсный ротор его снабжается пусковой короткозамкнутой обмоткой, помещаемой в пазах полюсных наконечников. На рис. 29.4 представлен четырехполюсный ротор реактивного двигателя с пусковой обмоткой в виде медных стержней, замкнутых накоротко с обоих торцов ротора. Последний выполнен из цилиндрического ротора с короткозамкнутой обмоткой, на поверхности которого для образования явных полюсов вырезаны междуполюсные углубления *1* по числу полюсов. Полюсная дуга ротора $b_0 \approx 0{,}5\tau_1$ (см. рис. 29.4), где τ_1 — полюсный шаг, см.

При наличии короткозамкнутой обмотки на явнополюсном роторе производится асинхронный пуск реактивного двигателя простым включением обмотки статора в сеть. Вследствие малого активного сопротивления короткозамкнутой обмотки ротор двигателя достигает почти синхронной скорости вращения, затем под влиянием реактивного момента автоматически втягивается в синхронизм и далее работает как синхронный реактивный двигатель. После этого работа короткозам-

кнутой обмотки прекращается и ее роль снова проявляется только при выпадении ротора из синхронизма при перегрузке двигателя или его качаниях. В последнем случае данная обмотка успокаивает эти качания.

§ 29.2. Однофазные реактивные двигатели

Однофазные реактивные двигатели малой мощности выполняются обычно с неявнополюсным статором с пазами, в которых распределяются две отдельные однофазные обмотки с разным числом витков. Начала

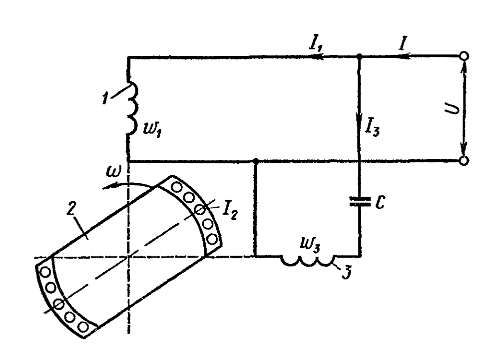


Рис. 29 5. Схема однофазного конденсаторного реактивного двигателя

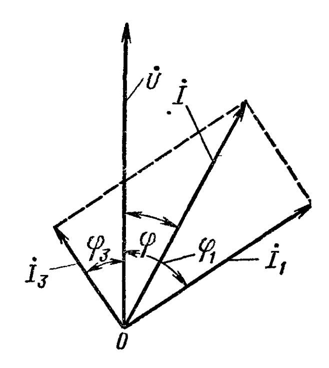


Рис. 29.6. Диаграмма токов конденсаторного реактивного двигателя

этих обмоток взаимно сдвинуты по внутренней окружности статора на половину полюсного шага. Одну *1* из этих обмоток с числом витков w_1 называют *главной*, а другую *3* с числом витков w_3 — *вспомогательной* обмоткой (рис. 29.5). Для образования в однофазном реактивном двигателе в период пуска вращающегося магнитного поля во вспомогательную обмотку статора включается фазосдвигающий элемент в виде конденсатора для обеспечения сдвига во времени между токами I_1 и I_3 главной и вспомогательной обмоток. Обе эти обмотки включаются параллельно в однофазную сеть переменного тока. Для получения в данном двигателе пускового момента на его роторе *2* предусматривается короткозамкнутая обмотка, аналогичная изображенной на рис. 29.4. Электродвигатель с постоянно включенным во вспомогательную обмотку статора конденсатором обычно называют *однофазным конденсаторным реактивным двигателем*. Векторная диаграмма токов обмоток статора конденсаторного двигателя представлена на рис. 29.6.

Для образования в электрической машине переменного тока вращающегося магнитного поля с помощью обмоток необходимо иметь не только определенный взаимный пространственный сдвиг осей этих обмоток, но также и сдвиг во времени между протекающими в них токами. Этот сдвиг по фазе ($\varphi_1 + \varphi_3$) между токами I_1 и I_3 (см. рис. 29.6). обеспечивается включением конденсатора во вспомогательную обмотку статора. При этом величина емкости конденсатора обычно выбира-

ется такой, чтобы указанный сдвиг между токами при номинальной нагрузке на валу составлял $\varphi_1 + \varphi_3 \approx \pi/2$. В этом случае обе обмотки статора, пространственно взаимно сдвинутые на 90 эл. град и обтекаемые переменными токами с тем же сдвигом, образуют при одинаковых м. д. с. круговое вращающееся магнитное поле. При сдвиге между токами $\varphi_1 + \varphi_3 \neq \pi/2$ это поле получается эллиптическим.

Как показывают исследования рабочих свойств однофазных двигателей переменного тока, величина необходимой емкости конденсатора для получения в двигателе кругового вращающегося магнитного поля зависит от активных и индуктивных сопротивлений его обмоток и режима работы. При пуске в ход реактивного двигателя с круговым вращающимся магнитным полем требуется бóльшая величина емкости, чем при нормальном рабочем режиме его с таким же полем. Следовательно, при изменении рабочего режима двигателя при данной емкости в цепи вспомогательной обмотки характер вращающегося магнитного поля изменяется. Оно из кругового становится эллиптическим. При круговом вращающемся магнитном поле статора однофазного реактивного двигателя вращающий момент его можно определить по уравнению (29.3), в котором следует положить $m_1 = 2$.

Однако при несимметричном режиме работы главной и вспомогательной обмоток однофазного реактивного двигателя, когда вращающееся магнитное поле его становится эллиптической формы, применение уравнения (29.3) дает только приближенные значения момента.

§ 29.3. Шаговые двигатели

Шаговые двигатели, служащие для преобразования электрических импульсов в дискретные угловые перемещения ротора, в настоящее время находят широкое применение в системах программного автоматического управления электроприводами станков, механизмов и других устройств. В принципе они представляют собой синхронные двигатели с явнополюсным и неявнополюсным статорами и реактивным явнополюсным ротором, или же с активным ротором в виде звездочки из постоянных магнитов.

Важнейшими параметрами шагового двигателя являются: величина шага при перемещении ротора $\alpha_ш$, град; число обмоток управления m_1 на статоре; частота приемистости $N_ш$, шаг/с; максимальный статический момент $M_{ст}$ на валу двигателя, Н·см; номинальный динамический или нагрузочный момент $M_д$ на валу при вращении ротора и др.

Шаг (град) ротора двигателя

$$\alpha_ш = 360/(2pm_1), \tag{29.7}$$

где $2p$ — число явных полюсов ротора; m_1 — число обмоток управления на статоре.

Обмотки управления на статоре равномерно размещены относительно друг друга по его окружности.

В шаговом двигателе с реактивным ротором, число зубцов которого $z_2 = 2p$, величина шага (град)

$$\alpha_ш = 360/(z_2 m_1). \tag{29.8}$$

Активный ротор данного двигателя в виде звездочки из постоянных магнитов по техническим соображениям может быть выполнен с ограниченным числом полюсов $2p \leqslant 12$, тогда как реактивный ротор без обмотки может иметь значительно бо́льшее число зубцов.

Быстродействие системы с шаговым двигателем зависит от темпа шагов ротора двигателя и коммутатора при выбранном единичном шаге $\alpha_ш$ по уравнениям (29.7) и (29.8). Различают максимальную частоту отработки шага в режиме синхронного двигателя — при плавном повышении частоты подачи управляющих импульсов и так называемую частоту приемистости $N_ш$ двигателя — когда при скачкообразной подаче импульсов на неподвижный двигатель с возможно наибо́льшей частотой следования их ротор втягивается в синхронизм с места без потери шагов.

Синхронная скорость (об/мин) вращения ротора шагового двигателя в номинальном режиме

$$n = (\alpha_ш N_ш/360°)\,60 = \alpha_ш N_ш/6 \tag{29.9}$$

и частота (Гц) приемистости с учетом уравнения (29.7)

$$f_п = pn/60 = N_ш/(2m_1), \tag{29.10}$$

где $N_ш$ — частота приемистости двигателя, шаг/с.

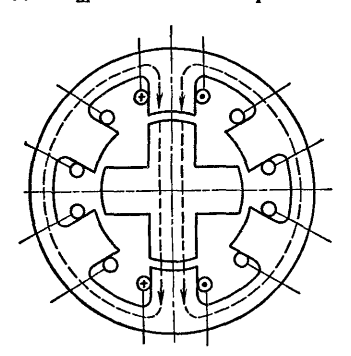


Рис. 29.7. Шаговый двигатель с реактивным ротором

Шаговый двигатель с реактивным ротором. Статор шагового двигателя с реактивным ротором имеет выступающие полюсы с сосредоточенной обмоткой в виде катушек на каждом полюсе, а ротор его представляет собой двух- или четырехполюсную конструкцию без обмотки возбуждения или же зубчатого строения. На рис. 29.7 схематически представлена одна из конструкций шагового двигателя с четырехполюсным реактивным ротором. Катушки двух противоположных полюсов статора соединяются последовательно и при протекании по ним тока образуют полюсы противоположной полярности. Питание этих катушек в определенной последовательности производится импульсами от источника постоянного тока через посредство контактного коммутатора наподобие коллектора машины. При вращении этого коммутатора катушки статора двигателя получают поочередно импульсы постоянного тока, образуя магнитное поле, бегущее определенными скачками по окружности статора, а явнополюсный ротор двигателя синхронно сле-

дует за этим полем статора соответствующими дискретными «шагами» $\alpha_ш$.

При неподвижном коммутаторе ротор шагового двигателя занимает определенное фиксированное положение, соответствующее наибольшей магнитной проводимости пути замыкания магнитного поля статора (см. рис. 29.7). Если отклонить ротор от этого равновесного состояния на некоторый угол, то магнитная проводимость для поля уменьшится и возникнет электромагнитный момент, который стремится возвратить ротор в прежнее положение. Количественно электромагнитный момент в статическом режиме шагового двигателя можно представить как степень изменения сосредоточенной в его воздушном зазоре электромагнитной энергии A (Н·м) от угла θ отклонения ротора от равновесного состояния:

$$M_{ст} = dA/d\theta. \qquad (29.11)$$

При непрерывном вращении ротора шагового двигателя с определенной скоростью электромагнитный момент его уменьшается вследствие того, что при переключении катушек статора коммутатором ток в них из-за индуктивности не успевает достигать полного установившегося значения.

Как показывают расчет и опыт, динамический момент шагового двигателя с реактивным ротором снижается при вращении ротора до 20—30% значения статического момента.

Шаговый двигатель с активным ротором. Такой двигатель с активным ротором в виде звездочки из постоянных магнитов имеет неявнополюсный статор с пазами и распределенными в них управляющими обмотками. В целях упрощения конструкции этот тип двигателя часто выполняют одностаторным с числом пазов статора $z_1 = 2 \cdot 2p = 4p$ и числом управляющих обмоток на статоре $m_1 = 2$, пространственно сдвинутых относительно друг друга по окружности на половину полюсного шага. Каждая из этих обмоток состоит из двух половин с равным числом витков, которые поочередно включаются на источник питания посредством соответствующего коммутатора (рис. 29.8). В каждый момент времени на источник питания включены по одной из половин двух управляющих обмоток статора. Следовательно, в соответствии со схемой коммутатора результирующая м. д. с. статора рассматриваемого шагового двигателя здесь всегда создается токами двух управляющих обмоток как в режиме фиксированной стоянки ротора, так и при непрерывном его вращении.

Следует отметить, что на практике встречаются трех-, пяти- и шестистаторные исполнения шаговых двигателей, применяемых в сложных системах программного управления механизмами.

Активный ротор рассматриваемого одностаторного шагового двигателя в общем случае представляет собой многополюсный постоянный магнит в виде звездочки с числом полюсов $2p$. Поэтому статический электромагнитный момент (Н·см) этого двигателя при условии пренебрежения насыщением магнитной системы и пространственными высшими гармониками магнитного поля в воздушном зазоре и без учета

реактивного момента представляется, как и для синхронного двигателя с возбуждением, следующим выражением:

$$M_{ст} = M_{макс} \sin \theta_e, \qquad (29.12)$$

где $M_{макс}$ — максимальная величина этого момента, Н·см; $\theta_e = p\theta$ — угол рассогласования ротора, эл.рад.

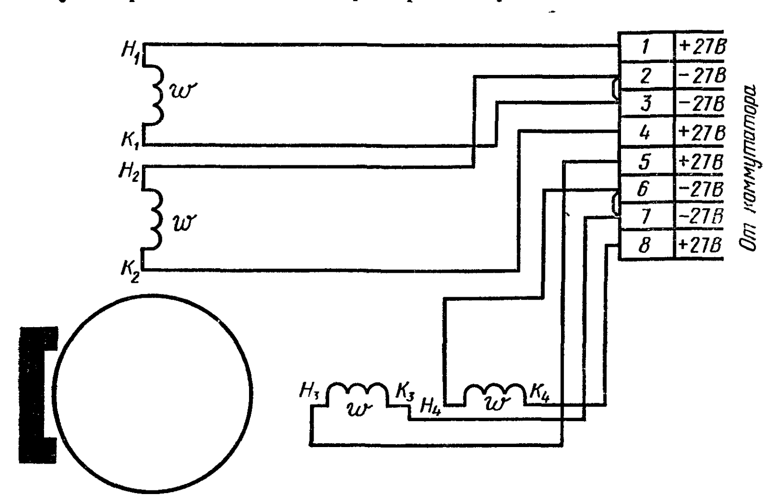


Рис. 29.8. Схема включения шагового двигателя с активным ротором

Статический удельный синхронизирующий момент (Н·см/рад), удерживающий ротор двигателя в устойчивом состоянии в режиме фиксированной стоянки и установившегося движения, определяется из уравнения (29.12) с помощью известного соотношения, как в обычной синхронной машине,

$$M_{сх} = dM_{ст}/d\theta_e = M_{макс} \cos \theta_e. \qquad (29.13)$$

При синхронном вращении ротора двигателя со скоростью, определяемой уравнением (29.9), максимальный динамический электромагнитный момент его $M_{макс}$ уменьшается из-за снижения среднего значения тока в управляющих обмотках. В зависимости от величины скорости вращения ротора динамический момент шагового двигателя с активным ротором может снижаться до 10—20% значения статического электромагнитного момента.

§ 29.4. Синхронные двигатели с постоянными магнитами

Малые синхронные двигатели с постоянными магнитами имеют неявнополюсный статор с пазами, в которые укладывают или трехфазную обмотку, или две однофазные обмотки с разным числом витков, сдвинутые относительно друг друга на половину полюсного деле-

ния. В последнем случае при питании двигателя от однофазной сети в одну из обмоток включается конденсатор для образования в нем вращающегося магнитного поля. Ротор данного двигателя по конструктивному исполнению может быть или явнополюсным в виде звездочки из постоянных магнитов (рис. 29.9), или при малых габаритах цилиндрическим, намагниченным радиально по числу полюсов.

На рис. 29.9 представлен вариант исполнения малого синхронного двигателя с постоянными магнитами с ротором в виде звездочки. Для обеспечения пускового момента в двигателе на его роторе предусматривается пусковая короткозамкнутая обмотка, уложенная в пазах шихтованных полюсных наконечников. Она представляет собой систему голых медных стержней, соединенных с торцов наконечников накоротко медными сегментами.

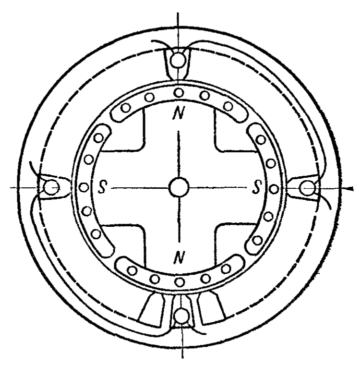


Рис. 29.9. Синхронный двигатель с постоянными магнитами

Встречаются и другие исполнения ротора этого двигателя с пусковой обмоткой. Например, с аксиальным расположением на валу постоянных магнитов и пакета с пусковой короткозамкнутой обмоткой с общей аксиальной длиной их, равной длине пакета статора по оси вала. Пусковой момент $M_п$ в данном двигателе образуется в результате взаимодействия его вращающегося магнитного поля с токами в пусковой обмотке ротора, вызванными этим же полем. В период разгона ротора его постоянные магниты индуцируют в обмотке статора токи, замыкающиеся во внешней цепи через источник питания. Эти токи при всех скоростях вращения ротора, кроме синхронной, имеют пониженную частоту по сравнению с частотой питающей сети. От взаимодействия этих токов с магнитным полем постоянных магнитов ротора в двигателе возникает тормозной генераторный момент $M_т$.

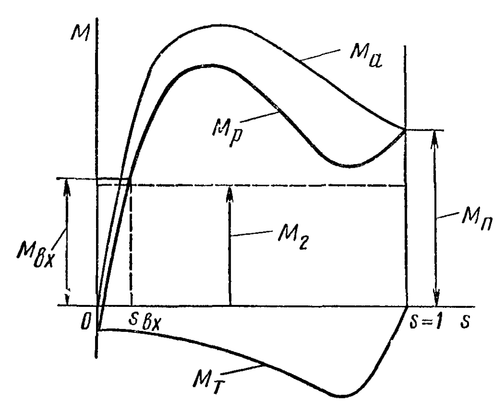


Рис. 29.10. Кривые моментов синхронного двигателя с постоянными магнитами

На рис. 29.10 представлены в зависимости от скольжения s кривые моментов от пусковой обмотки ротора $M_а$, тормозного генераторного момента от постоянных магнитов $M_т$ и результирующего вращающего момента двигателя $M_р = M_а - M_т$ в период разгона. Для обеспечения надежного запуска синхронного двигателя с постоянными магнитами необходимо выпол-

нить условие, чтобы минимальный результирующий вращающий момент $M_{р. мин}$ и момент $M_{вх}$ вхождения ротора в синхронизм были несколько больше нагрузочного момента M_2 (см. рис. 29.10).

Вхождение ротора двигателя в синхронизм, т. е. переход его от подсинхронной скорости вращения при скольжении $s_{вх}$ к синхронной при $s = 0$, осуществляется скачком (см. рис. 29.10). Поэтому на величину входного момента $M_{вх}$ двигателя большое влияние оказывает момент инерции ротора и связанных с ним вращающихся масс. При этом условия входа ротора двигателя в синхронизм будут тем благоприятнее, чем выше подсинхронная скорость вращения ротора (меньше $s_{вх}$), соответствующая нагрузочному моменту M_2, и больше величина синхронизирующего момента.

ГЛАВА XXX

СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ГИСТЕРЕЗИСНЫМ МОМЕНТОМ

Под гистерезисным электродвигателем понимают синхронный двигатель с цилиндрическим или дисковым ротором без обмотки, вращающий момент которого в несинхронном режиме создается в основном за счет явления гистерезиса при перемагничивании материала ротора, а при синхронном вращении последнего — сцеплением постоянного поля намагниченности ротора с вращающимся полем статора. Под несинхронным режимом здесь понимают такое состояние, когда скорость вращения ротора отличается от скорости поля.

Статор этого двигателя может быть двух типов: в виде обычного статора машины переменного тока с пазами и распределенными в них обмотками (рис. 30.1) или в виде явнополюсного статора с одной катушкой возбуждения и короткозамкнутыми витками на полюсах (см. рис. 30.5).

Эти двигатели находят применение в схемах автоматики, в устройствах для звукозаписи, самопишущих приборах, электрических часах

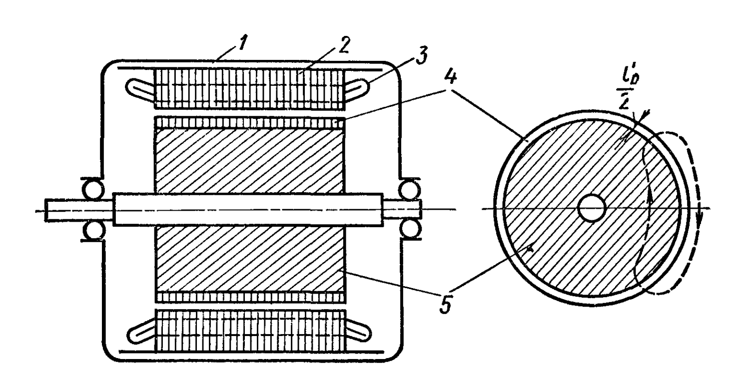


Рис. 30.1. Схема конструкции гистерезисного двигателя с цилиндрическим ротором:

1 — корпус; *2* — пакет статора; *3* — обмотка статора; *4* — активная часть ротора; *5* — сердечник или втулка

и других областях техники. Они строятся на мощности от долей до нескольких сотен ватт.

Гистерезисные двигатели с цилиндрическим ротором. Синхронные гистерезисные двигатели с цилиндрическим ротором могут быть как трех-, так и однофазными. Статор этого типа гистерезисного двигателя неявнополюсный с пазами и распределенными в них трехфазной или двумя отдельными однофазными обмотками. Большей частью эти двигатели питаются от однофазной сети переменного тока, поэтому на статоре их помещаются две однофазные обмотки с разным числом витков. Эти обмотки взаимно сдвинуты по окружности статора на половину полюсного шага. Образование в этом двигателе вращающегося магнитного поля обеспечивается созданием фазного сдвига между токами этих обмоток с помощью конденсатора в цепи вспомогательной обмотки.

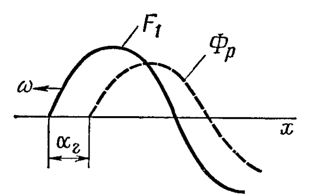


Рис. 30.2. Кривые м.д.с. статора и поля ротора гистерезисного двигателя

Активная часть ротора такого двигателя представляет собой сплошной гладкий или шихтованный из листовых колец полый цилиндр без обмотки, выполненный из магнитно-твердого материала с большими гистерезисными потерями. Этот цилиндр с толщиной стенок порядка 1—2 мм обычно насаживается или на цилиндрический сердечник из мягкой стали с большой магнитной проницаемостью (см. рис. 30.1), или же на цилиндрическую втулку из немагнитного материала (см. рис. 30.3). В обоих случаях при перемагничивании активной части ротора из магнитно-твердого материала под влиянием гистерезиса возникает пространственный сдвиг $\alpha_г$ между магнитным полем Φ_2 ротора и вызывающий его результирующей вращающейся м. д. с. F_1 статора, что и обусловливает образование электромагнитного вращающего момента в несинхронном режиме (рис. 30.2). Пространственный угол $\alpha_г$ сдвига между м. д. с. F_1 статора и полем Φ_2 ротора и потери на гистерезис за цикл не зависят от частоты перемагничивания и скорости вращения ротора, а определяются только свойствами активного материала ротора. Величина гистерезисного момента (Н·см) этого двигателя

$$M_г = cF_1\Phi_2 \sin \alpha_г, \tag{30.1}$$

где c — постоянный коэффициент.

Для обеспечения необходимого перемагничивания активного материала ротора двигателя в несинхронном режиме и получения гистерезисного момента согласно уравнению (30.1) м. д. с. F_1 обмотки статора должна быть больше произведения из величины коэрцитивной силы этого материала на длину пути прохождения в нем магнитного поля, т. е.

$$F_1 > H_c l'_р, \tag{30.2}$$

где H_c — величина коэрцитивной силы активного материала ротора, А/см; $l'_р$ — средняя длина пути прохождения поля в этом материале, см (рис. 30.1 и 30.3).

В случае невыполнения условия (30.2) гистерезисный двигатель будет представлять собой синхронный двигатель с постоянными магнитами, не имеющий начального или пускового момента. При соблюдении же этого условия пуск в ход двигателя происходит под действием гистерезисного момента, определяемого уравнением (30.1).

При неподвижном роторе двигателя или несинхронном его вращении в активной части ротора наряду с потерями на гистерезис возникают также небольшие потери на вихревые токи. Однако последние обычно относительно невелики, в особенности в роторе с шихтованной активной частью, поэтому без большой погрешности ими вообще можно практически пренебречь. Следует отметить, что потери на гистерезис в роторе не зависят от скорости вращения, а потери на вихревые токи уменьшаются с увеличением этой скорости пропорционально скольжению и при синхронной скорости становятся равными нулю. Под скольжением понимают относительную скорость вращения поля по отношению к ротору:

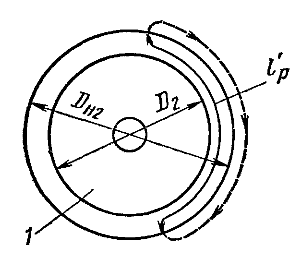


Рис. 30.3. Ротор с немагнитной втулкой 1

$$s = (\omega_1 - \omega_2)/\omega_1, \qquad (30.3)$$

где $\omega_1 = 2\pi f_1/p$ — синхронная угловая скорость вращения поля, рад/с; ω_2 — угловая скорость вращения ротора, рад/с, при этом f_1 — частота питающей сети, Гц; p — число пар полюсов обмотки статора.

На рис. 30.4 представлены кривые гистерезисных и вихревых потерь в активном слое ротора данного двигателя и кривые 1 и 2 механических нагрузок на его валу в зависимости от скольжения s. Установившаяся скорость вращения ротора зависит от величины нагрузки на валу. Если эта нагрузка характеризуется кривой 2, то режим работы двигателя несинхронный со скольжением s'. При нагрузке же в виде кривой 1 вращение ротора будет синхронным, как у обычного синхронного двигателя с возбуждением постоянными магнитами.

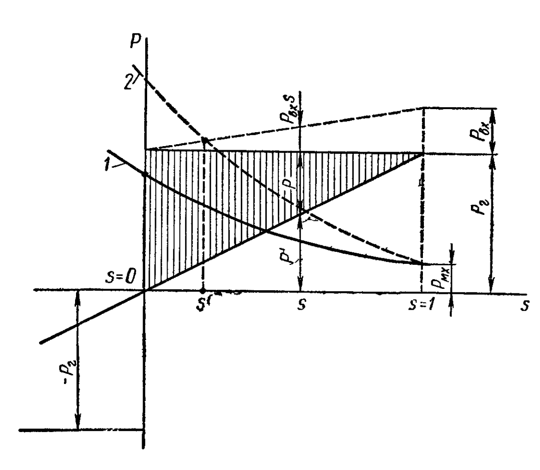


Рис. 30.4. Кривые гистерезисных и вихревых потерь в роторе в зависимости от скольжения

Ординаты заштрихованной части гистерезисного прямоугольника с постоянной высотой $P_г$ на рис. 30.4 характеризуют собой часть гистерезисной мощности, преобразуемой при данном скольжении в механи-

ческую мощность (Вт) на валу двигателя и составляющей величину

$$P = P_г(1 - s), \qquad (30.4)$$

а мощность (Вт), расходуемая на покрытие потерь на гистерезис в роторе при этом скольжении (см. рис. 30.4),

$$P' = P_г s, \qquad (30.5)$$

где $P_г$ — постоянная электромагнитная мощность в виде потерь на гистерезис в активном материале ротора при его перемагничивании, переданная ротору вращающимся полем статора, Вт.

Потери на вихревые токи в роторе получаются наибольшими в первый момент пуска двигателя, когда скольжение $s = 1$, а после этого уменьшаются пропорционально скольжению (см. рис. 30.4).

Электромагнитные моменты (Н·см), зависящие от потерь на гистерезис и вихревые токи в активном материале при его перемагничивании согласно условию (30.2),

$$M_г = P_г \cdot 10^2/\omega_1, \qquad (30.6)$$

$$M_{вх} = P_{вх} s \cdot 10^2/\omega_1. \qquad (30.7)$$

Общий вращающий момент (Н·см) двигателя при несинхронном режиме

$$M = M_г + M_{вх}. \qquad (30.8)$$

Из уравнений (30.6) и (30.7) видно, что гистерезисный момент во всем диапазоне несинхронного режима работы двигателя не зависит от скольжения s и имеет постоянную величину, а момент от вихревых токов уменьшается пропорционально этому скольжению и при синхронизме становится равным нулю ($s = 0$).

Синхронный режим работы этого двигателя получается автоматически при всех условиях, когда нагрузочный момент на валу двигателя не превышает его гистерезисного момента, определяемого уравнениями (30.1) или (30.6), т. е. при условии

$$M_н \leqslant M_г. \qquad (30.9)$$

Однофазные гистерезисные двигатели с дисковым ротором. При мощностях малых синхронных двигателей в диапазоне от долей до нескольких ватт удобным исполнением является конструкция однофазного синхронного гистерезисного двигателя с явнополюсным статором и дисковым ротором (рис. 30.5). Статор этого двигателя двухполюсный, в виде пакета из листовой стали, с экранирующими или короткозамкнутыми пусковыми витками на частях полюсов для получения вращающегося магнитного поля. Короткозамкнутые витки на частях по-

люсов предназначены для обеспечения сдвига по фазе полей, выходящих из двух соседних половин полюсных наконечников (рис. 30.6). Действительно, пульсация магнитного поля Φ_1 (см. рис. 30.5) вызывает в короткозамкнутом витке по закону Ленца ток $I_к$ и поле $\Phi_к$, стремящиеся противодействовать вызывающему их полю Φ_1. В результате

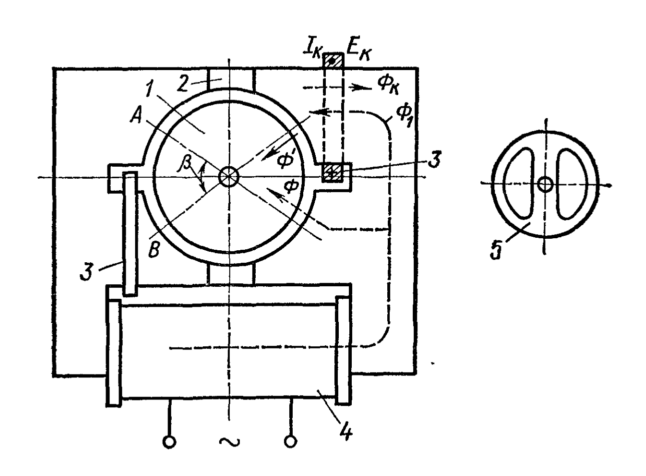


Рис. 30.5. Однофазный гистерезисный двигатель с дисковым ротором:

1 — ротор; *2* — магнитный шунт; *3* — короткозамкнутый виток; *4* — катушка возбуждения; *5* — явнополюсный ротор с кольцевым ободом

выходящее из этой половины полюсного наконечника результирующее поле Φ' сдвинуто по фазе на угол ψ относительно поля Φ, выходящего из другой половины полюсного наконечника (рис. 30.6).

Так как средние линии A и B выхода магнитных полей Φ и Φ' из двух по-

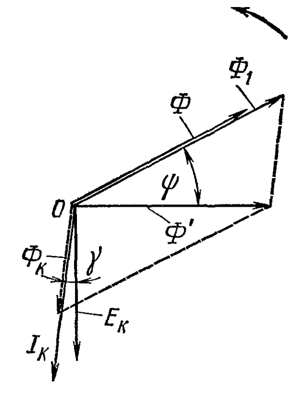


Рис. 30.6. Диаграмма полей во времени двух половин полюса

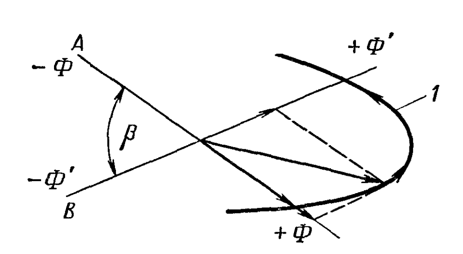


Рис. 30.7. Образование вращающегося поля двигателя с экранированными полюсами

ловин полюсных наконечников образуют пространственный угол β, а сами поля имеют фазный сдвиг во времени на угол ψ, то при сложении этих полей в любой момент времени образуется результирующее вращающееся магнитное поле, конец вектора которого описывает в пространстве эллиптическую траекторию (рис. 30.7, кривая *1*). В самом деле, если вращать диаграмму векторов на рис. 30.6 против часовой стрелки и проектировать в каждый момент времени векторы полей Φ и Φ' на вертикальную ось, то на ней получаются по величине и знаку мгновенные значения тех полей, которые имеются в данный момент на каждой из половин полюсных наконечников. Откладывая эти значения полей с учетом их знаков на пространственных осях A и B и геометрически складывая, получим векторы результирующих полей, концы которых опишут соответствующую траекторию.

В целях уменьшения искажения кривой распределения результирующего вращающегося магнитного поля в воздушном зазоре по внутренней окружности полюсов в момент прохождения его в междуполюсных пространствах в этих местах помещаются магнитные шунты в виде нескольких полосок из листовой стали (см. рис. 30.5). Толщина этих шунтов по сравнению с толщиной пакета статора делается значительно меньшей. Таким образом, уменьшается магнитное сопротивление для замыкания результирующего поля в междуполюсных пространствах, хотя это связано с определенным увеличением магнитного рассеяния полюсов.

Ротор данного двигателя представляет собой диск из закаленной вольфрамовой или другой стали толщиной порядка 1—2 мм (см. рис. 30.5). Эта сталь должна обладать большими магнитными потерями на гистерезис, чтобы обеспечить достаточный гистерезисный момент двигателя при несинхронном режиме работы. Принцип действия и природа гистерезисного момента двигателя с дисковым ротором такие же, как и в случае цилиндрического ротора.

Нередко в этих двигателях вместо дискового применяют явнополюсный ротор с кольцевым ободом, изготовляемый также из закаленной стали. Кольцевой обод ротора в этом случае служит для образования дополнительного пускового момента двигателя за счет вихревых токов. После пуска в ход ротор этого двигателя автоматически втягивается в синхронизм под действием гистерезисного и реактивного моментов. Явнополюсность ротора обусловливает образование реактивного момента и увеличивает устойчивость работы двигателя при синхронном вращении.

Применение этого двигателя удобно в установках, требующих наличия пускового момента и автоматического вхождения в синхронизм. К ним относятся, например, электрические часы, различные регистрирующие приборы и т. д. Потребляемая мощность этими двигателями из сети составляет обычно величину порядка от долей до нескольких ватт, а полезная мощность на валу весьма небольшая. Для увеличения мощности помещают на валу параллельно два, три и более дисков ротора.

ОДНОЯКОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННО-ПЕРЕМЕННОГО ТОКА МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Одноякорный преобразователь в принципе представляет собой совмещение в одном якоре и общей магнитной системе машины постоянного тока и синхронной машины. Он служит для преобразования электрической энергии переменного или постоянного тока в энергию соответственно постоянного или переменного тока.

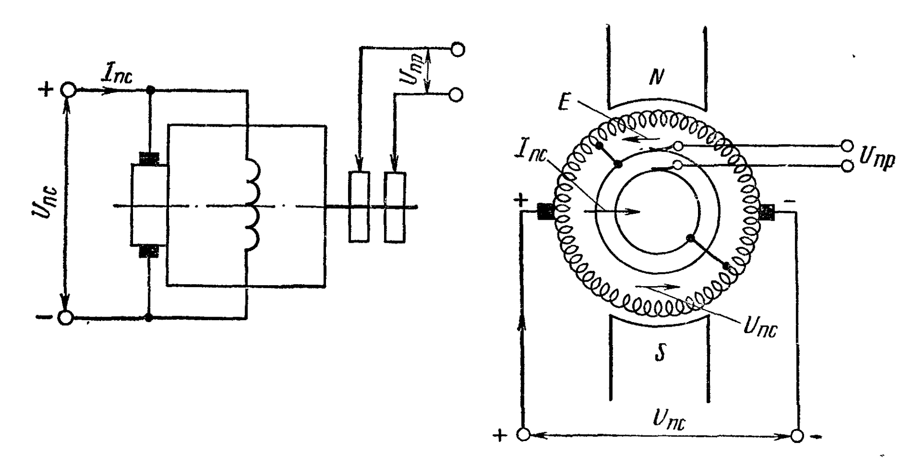


Рис. 31.1. Схема преобразователя с одной обмоткой якоря

В небольших силовых установках в диапазоне мощностей до нескольких сотен ватт на практике обычно применяют преобразователи постоянно-переменного тока, которые служат для преобразования постоянного тока в одно- или трехфазный переменный ток. Они применяются для питания некоторых установок связи и передвижных радиостанций.

В более мощных силовых установках используют обычно преобразователи переменно-постоянного тока, преобразующие трехфазный переменный ток в постоянный.

Преобразователи малой мощности бывают двух типов: с одной обмоткой якоря постоянного и переменного тока; с двумя отдельными обмотками в общих пазах якоря: одной — постоянного и другой — переменного тока.

В конструктивном отношении одноякорный преобразователь отличается от машины постоянного тока своими контактными кольцами, насаженными на вал якоря со стороны, противоположной коллектору. На рис. 31.1 представлена схема преобразователя постоянно-переменного тока с одной обмоткой якоря, а на рис. 31.2 — с двумя обмотками якоря для преобразования постоянного тока в однофазный переменный

ток. Имеются также преобразователи с отдельной трехфазной обмоткой и тремя кольцами. Как видно из рис. 30.1, в этом преобразователе с одной стороны якоря имеется коллектор, а с другой — два контактных кольца. При этом со стороны коллектора преобразователь работает в качестве электродвигателя постоянного тока параллельного возбуждения, со стороны контактных колец — однофазным синхронным генератором. Источниками питания этих преобразователей служат или аккумуляторные батареи, или сеть постоянного тока.

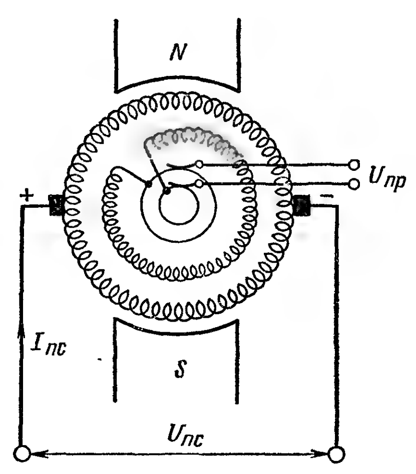


Рис. 31.2. Схема преобразователя с двумя обмотками якоря

Принцип действия одноякорного преобразователя с одной обмоткой якоря для постоянного и переменного тока основан на том явлении, что в коллекторной машине постоянного тока в отдельных секциях обмотки якоря индуцируются переменные э. д. с., которые посредством коллектора искусственно выпрямляются и суммируются так, что на щетках получается постоянное во времени и направлению напряжение. Но если определенные точки замкнутой обмотки якоря присоединить к контактным кольцам, то от этого якоря может быть получено переменное напряжение на кольцах. Так, например, при двухполюсном исполнении одноякорного преобразователя малой мощности для получения однофазного переменного напряжения на двух кольцах нужно к ним присоединить две диаметрально противоположные точки обмотки якоря (см. рис. 31.1). Чтобы получить от преобразователя трехфазное переменное напряжение, нужно иметь на валу три контактных кольца, присоединенных к трем точкам обмотки якоря, расположенным по отношению друг к другу под углом $360°/m_2 = 360°/3 = 120°$, где m_2 — число контактных колец.

Так как секции обмотки якоря распределены равномерно по его окружности, то переменные э. д. с. , индуцируемые в каждой из этих секций, равны по амплитуде, но отличаются по фазе относительно друг друга на угол $\alpha_s = 360°/S$, где S — число секций на якоре. Если допустить, что магнитное поле полюсов в воздушном зазоре при холостом ходе преобразователя распределяется по дуге полюсного шага синусоидально, то при двухполюсной магнитной системе его можно построить замкнутый потенциальный многоугольник амплитуд э. д. с. секций с числом сторон, равным числу секций якоря. При весьма большом числе секций на якоре этот многоугольник э. д. с. в пределе превратится в потенциальную окружность (рис. 31.3), диаметр которой равен постоянному напряжению $U_{пс}$ между щетками на коллекторе. Расстояние же по хорде между двумя любыми точками этой окружнос-

ти равно амплитуде напряжения переменного тока $U_{пр}\sqrt{2}$. Потенциальная окружность э. д. с. обмотки якоря на рис. 31.3 позволяет определить при холостом ходе преобразователя соотношение между напряжениями на его коллекторе $U_{пс}$ и кольцах $U_{пр}$. Из рис. 31.3 следует, что $U_{пс} = 2OA$ и $U_{пр}\sqrt{2} = AB$; тогда можно написать $AB = 2\overline{OA}\sin(\pi/m_2)$ или $U_{пр}\sqrt{2} = U_{пс}\sin(\pi/m_2)$, откуда эффективное значение переменного напряжения (В) на кольцах преобразователя

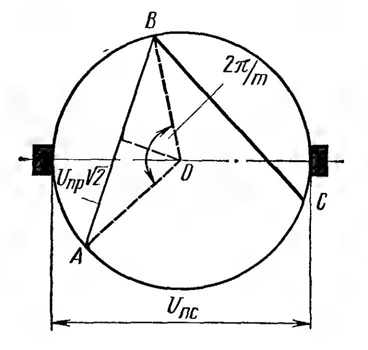


Рис. 31.3. Потенциальная окружность э д с. якоря преобразователя

$$U_{пр} = U_{пс}\sin(\pi/m_2)/\sqrt{2}, \qquad (31.1)$$

где $m_2 \geqslant 2$ — число контактных колец преобразователя.

Таким образом, для однофазных преобразователей малой мощности при $m_2=2$

$$U_{пр} = U_{пс}/\sqrt{2}. \qquad (31.2)$$

Следовательно, при одной обмотке якоря преобразователя эффективное значение выходного однофазного напряжения переменного тока меньше в $\sqrt{2}$ раз подводимого к преобразователю напряжения постоянного тока. Поэтому для получения выходного напряжения переменного тока, например равного по величине напряжению постоянного тока, в пазах якоря помещается отдельная независимая обмотка переменного тока (см. рис. 31.2).

Рис. 31.4. Работа преобразователя при смешанной нагрузке

По конструктивному устройству одноякорные преобразователи постоянно-переменного тока выполняют закрытого или защищенного типа с двухполюсной магнитной системой и с параллельным или смешанным возбуждением. При мощностях преобразователей порядка нескольких сотен ватт в них обычно предусматривается аксиальная вентиляция с помощью встроенного на валу со стороны контактных колец центробежного вентилятора.

Для подавления радиопомех, создаваемых преобразователем при работе,

на стороне его коллектора предусматривается соответствующая защита в виде фильтра.

При нагрузке преобразователя малой мощности со стороны переменного тока в зависимости от ее характера происходит изменение скорости вращения якоря и частоты переменного напряжения вследствие изменения магнитного поля машины под влиянием продольной составляющей м. д. с. якоря. При активной нагрузке преобразователя поперечные составляющие м. д. с. якоря от постоянного и переменного токов в значительной мере взаимно компенсируются, разность между ними определяется в основном током холостого хода преобразователя со стороны коллектора. Продольная же составляющая м. д. с. якоря от переменного тока при активной нагрузке также невелика, поэтому скорость вращения якоря в этом случае изменяется незначительно.

При смешанной активно-индуктивной нагрузке преобразователя появляется заметная размагничивающая продольная составляющая м. д. с. якоря от переменного тока, которая ослабляет магнитное поле полюсов (рис. 31.4). Вследствие этого скорость вращения якоря и частота переменного напряжения преобразователя возрастают с увеличением этой нагрузки, причем тем больше, чем ниже коэффициент мощности нагрузки. Величина же э. д. с. якоря в этом случае практически мало изменяется, так как уменьшение поля полюсов компенсируется увеличением скорости вращения якоря.

РАЗДЕЛ ЧЕТВЕРТЫЙ

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Асинхронная машина является электрической машиной переменного тока, ротор которой вращается несинхронно с вращающимся магнитным полем машины. На практике эти машины используются главным образом в качестве электродвигателей. Они служат для преобразования подводимой к ним из сети энергии переменного тока в механическую энергию в электроприводах различных станков, механизмов и разных других устройств в промышленности, транспорте, сельском хозяйстве и т. д. Особенно широкое применение и использование в современной промышленности и разных областях техники имеют малые асинхронные двигатели в диапазоне мощностей от долей до нескольких сотен ватт. Эти двигатели широко применяют, например, в установках автоматического управления и регулирования, счетно-решающих устройствах и следящих системах, электроприводах мелкого инструмента и станков часовой и другой промышленности, аппаратах для медицинских целей, бытовых приборах и т. д.

Рассмотрим принцип действия и устройство, рабочие и пусковые свойства трех- и однофазных двигателей, принцип работы и свойства асинхронных тахогенераторов, сельсинов, вращающихся трансформаторов и универсальных коллекторных двигателей малой мощности.

ГЛАВА XXXII

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И УСТРОЙСТВО ТРЕХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ МАШИН

§ 32.1. Устройство статора и ротора асинхронных машин

На рис. 32.1 схематически представлен продольный разрез асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Статор *1* этого двигателя ничем не отличается от устройства статора синхронной машины, рассмотренной в гл. XXII. Он представляет собой кольцо, собранное в виде пакета из листовой электротехнической стали, с пазами по внутренней поверхности. Отдельные листы статора здесь также изолируются друг от друга лаком для уменьшения в нем магнитных потерь на вихревые токи. В пазах статора укладывается трех- или однофазная обмотка *2*. Ротор *3* малого асинхронного двигателя представляет собой цилиндр, собранный в виде пакета из штампованных дисков листовой

электротехнической стали, насаженных непосредственно на вал. На наружной поверхности этого ротора имеются пазы, в которые вставляются медные или бронзовые стержни без изоляции. Эти стержни с обоих торцов ротора соединяются накоротко медными кольцами, с которыми они спаиваются или свариваются. Такая короткозамкнутая обмотка ротора получила название *беличьей клетки*. В настоящее время стержни и кольца беличьей клетки ротора часто делаются в виде единого целого путем заливки алюминием пазов ротора. Между внутренней поверхностью статора и ротором имеется небольшой воздушный зазор, который в малых асинхронных двигателях имеет величину порядка 0,05—0,25 мм. Как и в синхронной машине, статор асинхронного двигателя вместе с поддерживающим его корпусом является неподвижной частью, а ротор — вращающейся частью этой машины. Обмотка статора данного двигателя включается в питающую сеть переменного тока.

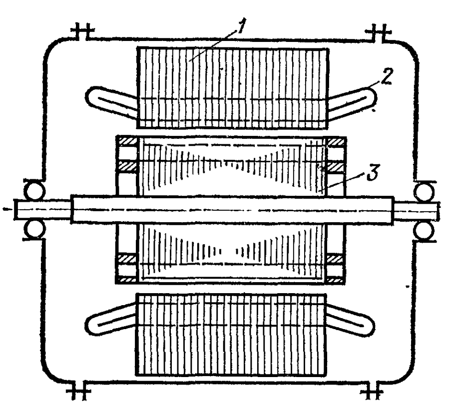


Рис. 32.1. Устройство асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

Конструктивно и по схеме соединения обмотки статора асинхронных машин выполняются совершенно так же, как и обмотки статора синхронных машин, рассмотренные в гл. XXIII, поэтому здесь они и не рассматриваются.

Что касается устройства обмотки ротора, то следует отметить, что число фаз ее может быть и не равно числу фаз обмотки статора; например, у трехфазного асинхронного двигателя ротор может быть многофазным. Возможность этого различия в числе фаз обмоток обусловлена тем, что многофазная обмотка независимо от числа ее фаз создает вращающееся магнитное поле с тем числом полюсов, на которое она построена. Поэтому число полюсов обмотки ротора должно быть обязательно равно числу полюсов обмотки статора, так как скорость n_1 вращения магнитного поля зависит от числа пар p полюсов обмотки согласно уравнению $n_1 = 60f_1/p$ (об/мин), где f_1 — частота питающей сети, Гц.

В отличие от рассмотренного ротора с беличьей клеткой (см. рис. 32.1) асинхронный двигатель может иметь также ротор с контактными кольцами. К этим кольцам присоединяются начала фазных обмоток ротора, выполняемых аналогично обмоткам статора. На валу ротора обычно помещаются три изолированных друг от друга и вала контактных кольца, соединенных с трехфазной обмоткой. На кольцах *2* устанавливаются щеткодержатели со щетками для соединения обмотки *1* ротора с пускорегулирующим реостатом *3* (рис. 32.2). Конструкция ротора с контактными кольцами применяется в относи-

тельно мощных асинхронных двигателях. Принципиальная схема ротора с контактными кольцами представлена на рис. 32.2.

В малых асинхронных двигателях обычно применяют: а) ротор с беличьей клеткой (см. рис. 32.1); б) массивный ротор из стали без обмотки или с тонким слоем медной пленки на наружной цилиндрической поверхности; в) ротор в виде тонкостенного немагнитного полого металлического цилиндра (см. рис. 37.3).

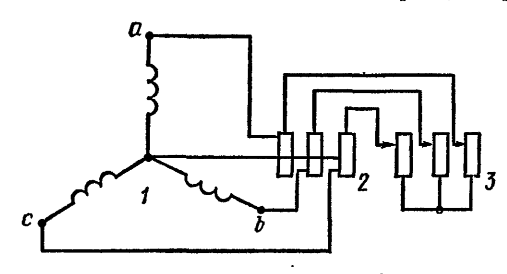


Рис. 32.2. Схема ротора с контактными кольцами

Беличья клетка ротора представляет собой многофазную обмотку с числом фаз $m_2 = z_2/p$, где z_2 — число пазов или стержней ротора, p — число пар полюсов обмотки статора. В двухполюсных асинхронных двигателях ($p = 1$) каждый стержень обмотки ротора представляет собой одну фазу с числом витков $w_2 = 1/2$. Аналогично, ротор в виде тонкостенного металлического цилиндра можно рассматривать так же, как многофазную систему с весьма большим числом фаз, в пределе стремящимся к бесконечности.

Особенностью многофазной обмотки в виде беличьей клетки или тонкостенного металлического цилиндра является то, что число полюсов ее устанавливается автоматически всегда равным числу полюсов магнитного поля обмотки статора. Следовательно, один и тот же ротор указанного типа может быть использован в статоре с обмоткой на любое число полюсов, если диаметр этого ротора соответствует внутреннему диаметру данного статора.

§ 32.2. Принцип действия трехфазного асинхронного двигателя

Асинхронная машина в принципе представляет собой трансформатор с неподвижной первичной обмоткой на статоре и вращающейся вторичной обмоткой на роторе. Благодаря вращению ротора частота f_2 индуцированного тока в его обмотке меньше частоты f_1 тока статора. Это обстоятельство обусловливает возможность преобразования в асинхронном двигателе электромагнитной мощности в механическую мощность на валу. Далее рассматривается принцип действия трехфазного асинхронного двигателя, на основе которого происходит преобразование этой мощности и создание в нем вращающего момента. Вращающий момент асинхронного двигателя образуется в результате взаимодействия вращающегося магнитного поля с токами в обмотке ротора, вызванными этим же полем.

Для выяснения этих явлений предположим, что трехфазная обмотка статора двигателя включена в трехфазную сеть переменного тока с постоянным линейным напряжением $U_1\sqrt{3}$, где U_1 — эффек-

тивное значение фазного напряжения (рис. 32.3). Тогда при разомкнутой цепи обмотки неподвижного ротора двигатель потребляет из сети только ток I_0 холостого хода. В этом случае в соответствии с изложенным в гл. XXV трехфазная обмотка статора создает вращающуюся м.д.с. (А), амплитуда которой F_0 на пару полюсов определяется уравнением (25.7):

$$F_0 = 0{,}9 m_1 k_{об1} w_1 I_0 / p, \qquad (32.1)$$

где m_1, $k_{об1}$ и w_1 — число фаз, обмоточный коэффициент и число витков в фазе обмотки статора; p — число пар полюсов этой обмотки; I_0 — потребляемый из сети ток холостого хода, А.

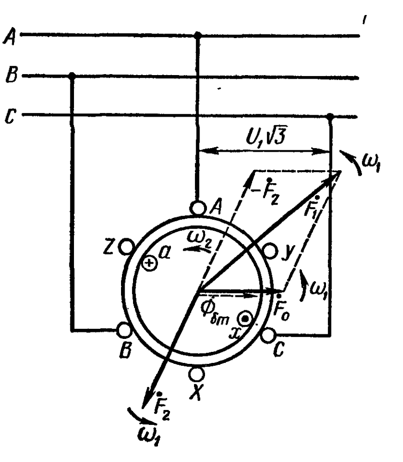


Рис. 32.3. Диаграмма сложения м. д. с. статора и ротора асинхронного двигателя

М.д.с. F_0 статора создает в двигателе вращающееся магнитное поле с амплитудой $\Phi_{\delta m}$ (Вб) и синхронной скоростью $n_1 = 60 f_1/p$ (об/мин), где f_1—частота питающего напряжения, Гц. Магнитное поле статора, вращаясь с синхронной скоростью n_1 в пространстве, индуцирует в обмотках статора и неподвижного разомкнутого ротора э.д.с. E_1 и E_2 с частотой питающего напряжения. Эффективные значения фазных э.д.с. (В) этих обмоток определяются уравнением (24.13):

$$\left.\begin{aligned} E_1 &= 4{,}44 k_{об1} f_1 w_1 \Phi_{\delta m}, \\ E_2 &= 4{,}44 k_{об2} f_1 w_2 \Phi_{\delta m}. \end{aligned}\right\} \qquad (32.2)$$

Так как обмотка ротора разомкнута, то тока в ней нет и двигатель не развивает вращающего момента.

Предположим теперь, что обмотка ротора замкнута накоротко и ротор может свободно вращаться. В этом случае э.д.с. в обмотке ротора вызовут многофазные токи. При протекании их по этой обмотке создается вращающаяся м.д.с. ротора с амплитудой F_2, величина которой на пару полюсов определяется уравнением (25.7): $F_2 = 0{,}9 m_2 k_{об2} w_2 I_2/p$, где m_2, $k_{об2}$ и w_2 — число фаз, обмоточный коэффициент и число витков в фазе обмотки ротора; I_2 — эффективное значение фазного тока ротора, А. М.д.с. F_2 ротора вращается в пространстве синхронно с м.д.с. F_0 статора от тока холостого хода и по закону Ленца имеет составляющую, направленную противоположно м.д.с. F_0 (см. рис. 32.3) и, следовательно, стремящуюся ослабить вращающееся магнитное поле двигателя. Но так как к обмотке статора подведено от сети постоянное по эффективному значению напряжение, то амплитуда вращающегося магнитного поля двигателя практически должна оставаться неизменной. Для сохранения этого условия с появлением индуцированного тока I_2 в обмотке ротора автоматически возрастает

и потребляемый обмоткой статора ток I_1 до такой величины, при которой амплитуда вращающейся м.д.с. $F_1 = 0{,}9m_1k_{об1}w_1I_1/p$ статора полностью скомпенсирует реакцию м.д.с. F_2 ротора и сохранит величину намагничивающей м.д.с. F_0. По закону Ленца, это условие выражается равенством $\dot F_1 = \dot F_0 - \dot F_2$ или $\dot F_0 = \dot F_1 + \dot F_2$. Следовательно, при замкнутой обмотке ротора вращающееся магнитное поле в асинхронном двигателе создается результирующей м.д.с. F_0 обмоток статора и ротора.

В результате взаимодействия вращающегося магнитного поля с токами ротора в двигателе создается электромагнитный вращающий момент, под влиянием которого ротор вращается в сторону вращения поля. Так как токи ротора являются следствием пересечения проводников его обмотки вращающимся полем, то электромагнитный вращающий момент асинхронного двигателя может создаваться только при условии, когда ротор его вращается несколько медленнее вращающегося поля. При этом вращение ротора должно быть тем медленнее, чем больше механическая нагрузка на валу двигателя. Во время холостого хода двигателя, когда его вращающий момент преодолевает лишь незначительный тормозящий момент от механических потерь на трение в подшипниках и ротора о воздух, ротор вращается почти синхронно с вращающимся полем и токи в его обмотке незначительны. В случае механической нагрузки на валу двигателя в виде станка или механизма, когда его вращающий момент должен преодолевать еще тормозящий момент этой нагрузки, ротор отстает от вращающегося поля больше, чем при холостом ходе. При этом условии токи в обмотке ротора возрастут и их взаимодействие с вращающимся полем обеспечит необходимый вращающий момент двигателя.

Во время вращения ротора со скоростью n_2 в направлении магнитного поля, вращающегося со скоростью $n_1 = 60f_1/p$, частота индуцированного в обмотке ротора тока пропорциональна разности $n_1 - n_2$ скоростей вращения поля и ротора. Отношение этой разности скоростей к скорости n_1 вращения поля называют *скольжением*:

$$s = (n_1 - n_2)/n_1 = (\omega_1 - \omega_2)/\omega_1, \qquad (32.3)$$

где $\omega_1 = 2\pi f_1/p$ — синхронная угловая скорость вращения поля, рад/с.

В двигательном режиме работы асинхронной машины скольжение изменяется в пределах $0 < s \leqslant 1$; причем при неподвижном роторе $s = 1$ ($\omega_2 = 0$), при синхронной скорости вращения ротора $s = 0$ ($n_2 = n_1$) и номинальной нагрузке $s \approx 0{,}02 \div 0{,}05$ в обычных асинхронных двигателях и $s \approx 0{,}08 \div 0{,}12$ в малых асинхронных двигателях мощностью до 750 Вт.

Частота (Гц) тока в роторе асинхронной машины с учетом (32.3)

$$f_2 = p(n_1 - n_2)/60 = (pn_1/60)s = f_1 s, \qquad (32.4)$$

где f_1 — частота питающей сети, Гц.

Многофазный ток обмотки ротора частоты f_2 создает в нем м.д.с. с амплитудой F_2, вращающуюся согласно уравнению (32.4) вокруг

ротора со скоростью $n_1 - n_2$. Но так как сам ротор вращается в пространстве в ту же сторону со скоростью n_2, то м.д.с. ротора F_2 вращается относительно статора со скоростью $(n_1 - n_2) + n_2 = n_1$, т. е. синхронно с м.д.с. статора F_1 независимо от скорости n_2 вращения ротора. Следовательно, м.д.с. статора F_1 и ротора F_2, вращаясь синхронно вокруг статора, сохраняют неизменным свое положение относительно друг друга при данной нагрузке на валу (см. рис. 32.3). Поэтому их можно геометрически складывать так же, как м.д.с. трансформатора, у которого первичная и вторичная обмотки находятся на одном и том же сердечнике. В связи с этим для одной фазы трехфазного асинхронного двигателя можно построить диаграмму напряжения и токов, как и в случае трансформатора. С этой целью нужно предварительно привести все величины цепи ротора к числу витков и фаз статора. Эта операция приведения производится так же, как и в трансформаторах. Тогда для неподвижного ротора двигателя можно написать:

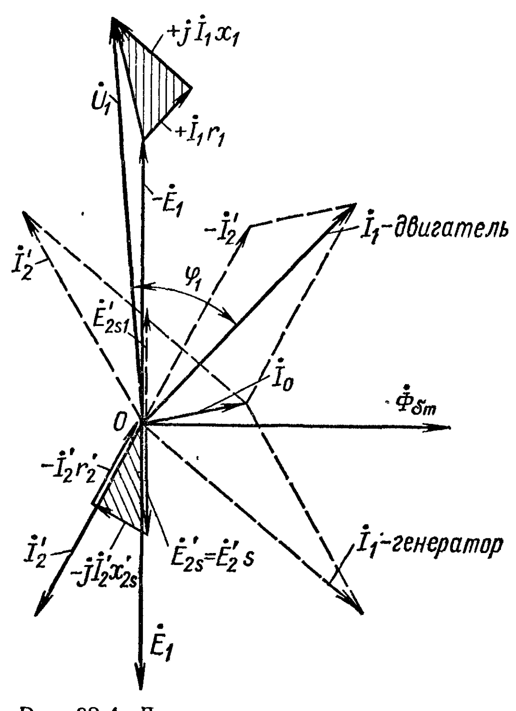


Рис. 32.4. Диаграмма сложения напряжений и токов асинхронного двигателя

$$E_2' = E_2 k_e; \quad I_2' = I_2/k_i; \quad z_2' = z_2 k_e k_i, \qquad (32.5)$$

где $k_e = E_1/E_2 = k_{об1} w_1/(k_{об2} w_2)$ — коэффициент трансформации двигателя по э. д. с.; $k_i = I_2/I_1 = m_1 k_{об1} w_1/(m_2 k_{об2} w_2)$ — коэффициент трансформации по токам; $z_2 = \sqrt{r_2^2 + x_2^2}$ — полное сопротивление фазы неподвижного ротора, Ом.

При вращении ротора в направлении магнитного поля частота э.д.с. и тока в его обмотке согласно уравнению (32.4) уменьшается пропорционально скольжению s. Следовательно, э.д.с. E_{2s} (В), индуктивное сопротивление рассеяния x_{2s} (Ом) и полное сопротивление z_{2s} (Ом) обмотки вращающегося ротора:

$$E_{2s} = E_2 s; \quad x_{2s} = x_2 s; \quad z_{2s} = \sqrt{r_2^2 + x_2^2 s^2}, \qquad (32.6)$$

где E_2 — эффективное значение фазной э.д.с. обмотки неподвижного ротора по уравнению (32.2), В.

На рис. 32.4 представлена диаграмма сложения напряжений и токов одной фазы трехфазного асинхронного двигателя. На основании

этой диаграммы можно написать

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1; \qquad (32.7)$$

$\dot{E}_{2s} - j\dot{I}_2 x_{2s} - \dot{I}_2 r_2 = 0$ или в приведенных величинах $\dot{E}'_2 s = \dot{I}'_2 r'_2 + j\dot{I}'_2 x'_2 s$; если разделить обе части данного уравнения на скольжение s, то получим э.д.с. и ток при неподвижном роторе:

$$\dot{E}'_2 = \dot{I}'_2\left(r'_2/s + jx'_2\right) = \dot{I}'_2 Z'_{2s}; \qquad (32.8)$$

далее, из диаграммы токов (см. рис. 32.4) следует, что

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}'_2, \qquad (32.9)$$

где U_1 — эффективное значение фазного напряжения сети, В; E_1 — эффективное значение фазной э.д.с. обмотки статора по уравнению (32.2), В; E'_2 — то же, фазной э.д.с. неподвижного ротора, приведенной к числу витков обмотки статора по уравнению (32.5), В; $Z'_{2s} = r'_2/s + jx'_2$ — приведенное полное сопротивление эквивалентного ротора, соответствующее его неподвижному состоянию.

При этом условии частота э.д.с. E'_2 и тока I'_2 в роторе равна частоте f_1 питающей сети. Индуктивное сопротивление его x'_2 тоже соответствует этой частоте, а активное имеет величину r'_2/s, где s — скольжение при номинальном режиме работы двигателя.

Ток I_0 холостого хода асинхронного двигателя по аналогии с трансформатором можно представить в соответствии с уравнением (14.10) в виде

$$\dot{I}_0 = -\dot{E}_1/Z_м, \qquad (32.10)$$

где $Z_м = r_м + jx_м$ — полное сопротивление намагничивающего контура двигателя, при этом $r_м$ — активное сопротивление этого контура, эквивалентное магнитным потерям в стали статора, $x_м$ — его индуктивное сопротивление, Ом.

Если решить совместно уравнения (32.7)—(32.9) с учетом уравнения (32.10) относительно фазной э.д.с. статора двигателя, то получим следующее ее значение в комплексной форме:

$$-\dot{E}_1 = \frac{\dot{U}_1 Z'_{2s}}{Z_1 + \dot{c}Z'_{2s}} = \dot{U}_1 \frac{Z'_{2s}}{\left(r_1 + \dot{c}\,\frac{r'_2}{s}\right) + j\left(x_1 + \dot{c}x'_2\right)},$$

или арифметическое значение этой э.д.с. (В):

$$E_1 = U_1\left[z'_{2s}\Big/\sqrt{\left(r_1 + c\,\frac{r'_2}{s}\right)^2 + \left(x_1 + cx'_2\right)^2}\right], \qquad (32.11)$$

где коэффициент $\dot{c} = 1 + (Z_1/Z_м)$.

Однако если пренебречь активными сопротивлениями r_1 и $r_м$, то

$$c \approx 1 + (x_1/x_м). \quad (32.12)$$

Как видно из уравнения (32.11), э.д.с. статора асинхронной машины зависит как от активных и индуктивных сопротивлений обмоток статора и ротора, так и от скольжения s.

ГЛАВА XXXIII

ВРАЩАЮЩИЙ МОМЕНТ ТРЕХФАЗНОЙ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Как уже упоминалось, электромагнитный момент асинхронной машины возникает от взаимодействия вращающегося магнитного поля с токами в обмотке ротора, вызванными этим же полем. На рис. 33.1 представлены кривые пространственного распределения по внутренней окружности статора индукции B_δ вращающегося с синхронной скоростью магнитного поля в воздушном зазоре (кривая *1*), фазной э.д.с. e_2 обмотки ротора (кривая *2*) и фазного тока i_2 этой обмотки (кривая *3*) для фазы *ax*. Как показывает рис. 33.1, в пространственной диаграмме э.д.с. e_2 совпадает по фазе с индукцией в воздушном зазоре, так как она получается наибольшей тогда, когда проводники катушки *ax* пересекаются амплитудой индукции вращающегося магнитного поля. Ток i_2 в катушке *ax* изображен на рис. 33.1. совпадающим по фазе с э.д.с. e_2 в предположении, что $x_{2s} \approx 0$.

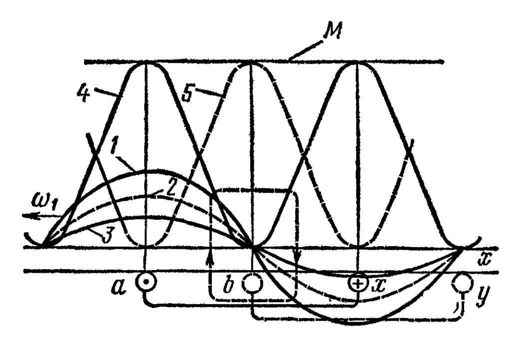


Рис. 33.1. Пространственное распределение индукции в воздушном зазоре, э. д. с. , тока и вращающего момента асинхронного двигателя

Следует отметить, что во временной диаграмме индуцированная э.д.с. отстает по фазе на 90° от магнитного поля, пронизывающего катушку *ax*. Когда э.д.с. в катушке имеет максимальное значение, пронизывающее ее магнитное поле равно нулю, и наоборот. На рис. 33.1 изображена силовая линия этого поля, которая замыкается внутри катушки без сцепления с ее активными проводниками *a* и *x*. Следовательно, в данный момент пронизывающее катушку *ax* магнитное поле равно нулю, а э.д.с. в ней имеет максимальное значение.

Пространственное распределение по внутренней окружности статора индукции (Т) вращающегося магнитного поля в воздушном зазоре (кривая *1*) и вторичного тока (А) в обмотке ротора (кривая *3*)

на рис. 33.1 аналитически можно представить следующими уравнениями:

$$B = B_\delta \sin x; \quad i_2 = I_2 \sqrt{2} \sin x, \qquad (33.1)$$

где B_δ — амплитуда индукции в воздушном зазоре, Т; I_2 — эффективное значение фазного тока ротора, А.

Электромагнитный момент (Н·см) от взаимодействия вращающегося магнитного поля с током ротора, создаваемый катушкой ax, с учетом уравнений (33.1)

$$M_{ax} = c_M \Phi i_2 = kBi_2 = (\sqrt{2}/2)\, kB_\delta I_2 (1 - \cos 2x). \qquad (33.2)$$

На рис. 33.1 представлена по уравнению (33.2) кривая электромагнитного момента M_{ax} одной катушки ротора (кривая *4*). Из рисунка видно, что при однофазном роторе трехфазный асинхронный двигатель создает за один оборот пульсирующий вращающий момент. Однако если на роторе поместить еще одну катушку (фазу) by, сдвинутую по окружности относительно катушки ax на 90 эл. град или половину полюсного шага, то создаваемый ею вращающий момент M_{by} представится аналогичной кривой *5*, сдвинутой относительно кривой *4* на 90°. Уравнение этого момента (Н·см)

$$M_{by} = (\sqrt{2}/2)\, kB_\delta I_2 (1 + \cos 2x). \qquad (33.3)$$

Результирующий электромагнитный вращающий момент (Н·см) двух катушек или фаз ротора за один оборот с учетом уравнений (33.2) и (33.3)

$$M = M_{ax} + M_{by} = \sqrt{2}\, kB_\delta I_2. \qquad (33.4)$$

Таким образом, из уравнения (33.4) следует, что для получения в трехфазном асинхронном двигателе постоянного вращающего момента за один оборот ротора последний должен иметь многофазную обмотку (минимум двухфазную, рис. 33.1). В малых асинхронных двигателях этому условию всегда удовлетворяют роторы с беличьей клеткой и в виде тонкостенного полого металлического цилиндра или же массивный ферромагнитный ротор.

Электромагнитный момент M асинхронной машины количественно зависит от величины электромагнитной мощности $P_{эм}$, передаваемой вращающимся магнитным полем ротору, и синхронной угловой скорости $\omega_1 = 2\pi f_1/p$ (рад/с) вращения поля, где f_1 — частота питающей сети, Гц; p — число пар полюсов обмотки статора. На рис. 33.2 представлена условная «энергетическая» диаграмма асинхронной машины, работающей в двигательном режиме. В ней величины мощностей и потерь энергии на соответствующих участках диаграммы, условно представленные шириной этих участков, обозначают: P_1 — подводимая к статору асинхронного двигателя мощность из сети, Вт; ΣP_c — магнитные потери на гистерезис и вихревые токи в стали статора, Вт; $P_{м1} = m_1 I_1^2 r_1$ — потери в обмотке статора, Вт; $P_{эм} = P_1 - \Sigma P_c -$

— $P_{м1}$ — электромагнитная мощность, передаваемая вращающимся магнитным полем ротору через воздушный зазор; Вт; $P_{м2} = m_2 I_2^2 r_2$ — потери в обмотке ротора, Вт; P_2' — полная механическая мощность ротора, Вт; $P_{мх}$ — механические потери в двигателе на трение в подшипниках и трение ротора о воздух, Вт; $P_2 = P_2' - P_{мх}$ — полезная механическая мощность на валу ротора, Вт; M — полный электромагнитный момент асинхронной машины, Н·см; $\omega_1 = 2\pi f_1/p$ и ω_2 —

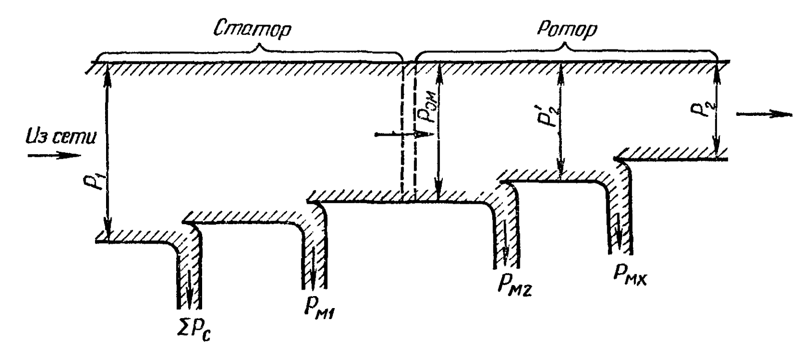


Рис 33.2. «Энергетическая» диаграмма асинхронной машины

угловые скорости вращения магнитного поля и ротора соответственно, рад/с; $s = (\omega_1 - \omega_2)/\omega_1$ — скольжение.

Электромагнитную и полную механическую мощности (Вт) асинхронной машины, показанные в энергетической диаграмме на рис. 33.2, можно представить в виде

$$P_{эм} = \omega_1 M; \quad P_2' = \omega_2 M, \tag{33.5}$$

тогда, согласно рис. 33.2, потери (Вт) в обмотке ротора

$$P_{м2} = P_{эм} - P_2' = M\omega_1 s, \tag{33.6}$$

или

$$P_{м2} = P_{эм}s; \quad P_2' = (1 - s)P_{эм}. \tag{33.7}$$

Электромагнитный момент (Н·м) асинхронной машины из уравнения (33.6) с учетом уравнений (32.5) и (32.8)

$$M = m_2 I_2^2 r_2/(\omega_1 s) = m_1 E_1^2 r_2'/(\omega_1 s z_{2s}'^2). \tag{33.8}$$

После подстановки э.д.с. E_1 из (32.11) в уравнение (33.8) и соответствующих преобразований получим следующее окончательное выражение для полного электромагнитного момента (Н·м) асинхронной машины:

$$M = \frac{m_1 U_1^2}{\omega_1} \cdot \frac{r_2' s}{(r_1 s + c r_2')^2 + (x_1 + c x_2')^2 s^2}, \tag{33.9}$$

или (Н·см)

$$M' = M \cdot 10^2. \qquad (33.10)$$

В двигательном режиме работы асинхронной машины электромагнитный момент ее вращающий (скольжение $s > 0$), так как он преодолевает торможение механической нагрузки на валу двигателя, а в генераторном режиме — тормозящий (скольжение $s < 0$), создающий нагрузку для приводного двигателя машины. На рис. 33.3 в соответствии с уравнением (33.9) представлены кривые электромагнитного момента M трехфазной асинхронной машины в зависимости от скольжения s при разных активных сопротивлениях r_2' ротора. Кривая 1 соответствует малому активному сопротивлению r_2' ротора, а кривая 2 — большому: $r_2' + \rho' = \sqrt{r_1^2 + (x_1 + cx_2')^2}$. Как показывают уравнение (33.9) и кривые, изображенные на рис. 33.3, электромагнитный момент трехфазной асинхронной машины с увеличением скольжения s от нуля до 1 сначала возрастает, достигая максимума, а затем уменьшается. Наибольшая его величина получается при скольжении, определяемом из условия $dM/ds = 0$. Это скольжение называют *критическим*. Для его определения нужно взять производную по скольжению от выражения электромагнитного момента из уравнения (33.9). Тогда величина критического скольжения

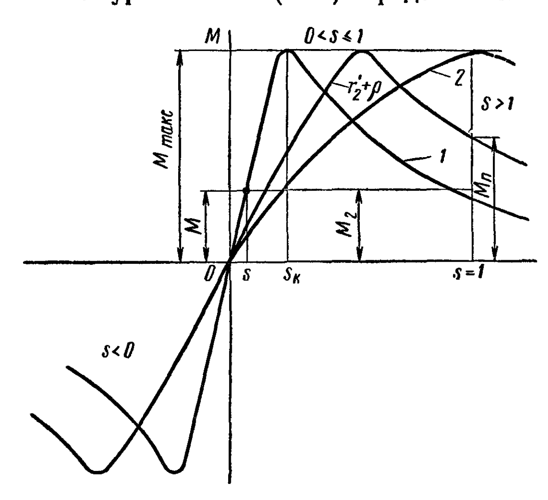


Рис. 33.3. Кривые электромагнитного момента трехфазной асинхронной машины в зависимости от скольжения

$$s_{\text{к}} = \pm cr_2' \Big/ \sqrt{r_1^2 + \left(x_1 + cx_2'\right)^2} \,. \qquad (33.11)$$

После подстановки скольжения $s_{\text{к}}$ из (33.11) в уравнение (33.9) и соответствующих преобразований получается следующее уравнение для максимального значения электромагнитного момента (Н·м) трехфазной машины:

$$M_{\text{макс}} = \pm m_1 U_1^2 \Big/ \left\{2\omega_1 c\left[\pm r_1 + \sqrt{r_1^2 + \left(x_1 + cx_2'\right)^2}\right]\right\}. \qquad (33.12)$$

В уравнениях (33.11) и (33.12) знаки плюс относятся к двигательному, а знаки минус — к генераторному режиму работы машины. Из уравнения (33.12) видно, что максимальный электромагнитный момент трехфазной асинхронной машины не зависит от активного со-

противления обмотки ротора, а прямо пропорционален квадрату приложенного к обмотке статора фазного напряжения и обратно пропорционален активному сопротивлению r_1 этой обмотки и индуктивным сопротивлениям рассеяния обмоток статора x_1 и ротора x_2'. От активного сопротивления r_2' ротора, как видно из уравнения (33.11), зависит только величина критического скольжения $s_к$, при котором наступает максимум момента машины.

Важным фактором для оценки рабочих свойств асинхронного двигателя является его перегрузочная способность, представляющая собой кратность максимального момента двигателя по отношению к номинальному. На основании уравнений (33.9) и (33.12) эта кратность

$$k_m = M_{макс}/M = (1/2)(s/s_к + s_к/s)\,a + b, \qquad (33.13)$$

где s — номинальное скольжение при нагрузке двигателя; $s_к$ — критическое скольжение по уравнению (33.11);

$$a = \sqrt{1+d^2}/\left(1+\sqrt{1+d^2}\right); \quad b = 1/\left(1+\sqrt{1+d^2}\right);$$
$$d = \left(x_1 + cx_2'\right)/r_1. \qquad (33.14)$$

Для малых трехфазных асинхронных двигателей в диапазоне мощностей до 750 Вт перегрузочная способность по нормам должна составлять величину $k_m \geqslant 2{,}0 \div 2{,}5$.

Как видно из рис. 33.3, в зависимости от величины и знака скольжения s трехфазная асинхронная машина может работать в трех разных режимах: в двигательном (скольжение $0 < s \leqslant 1$), генераторном (скольжение $s < 0$) и в режиме электромагнитного тормоза (скольжение $s > 1$).

Для получения генераторного режима асинхронной машины, обмотка статора которой включена в питающую сеть, нужно замкнутый накоротко ротор ее вращать посторонним двигателем со сверхсинхронной скоростью $\omega_2 > \omega_1$ в направлении вращения магнитного поля. В этом случае скольжение $s = (\omega_1 - \omega_2)/\omega_1 < 0$, э.д.с. ротора станет $E_{2s} = E_2 s_1 < 0$ и изменит свою фазу на 180°; вместе с ней изменит фазу примерно на тот же угол ток I_2 ротора, а с ним одновременно и ток I_1 статора. При этом их геометрическая сумма должна давать численно неизменный ток холостого хода $\dot{I}_0 = \dot{I}_1 + \dot{I}_2'$ (рис. 32.4, штриховая диаграмма токов). Так как ток I_1 статора генератора изменил свою фазу на значительный угол, то по отношению к фазному напряжению U_1 сети он сдвинут на угол $\varphi_1' > 90^0$ и генератор отдает в сеть активную мощность $P_1' = m_1 U_1 I_1 \cos\varphi_1'$ (Вт). Одновременно сеть обеспечивает потребление генератором намагничивающего тока для создания вращающегося магнитного поля в нем, как это показано штриховой линией на рис. 32.4. Следовательно, асинхронная машина может работать генератором только будучи предварительно включенной в сеть, питаемую синхронными генераторами, из которой она должна потреблять необходимый намагничивающий ток для возбуждения в ней вращающегося магнитного поля. Однако одиночная работа асинхронного генератора в принципе также воз-

можна, если использовать явление самовозбуждения его. В этом случае ротор машины должен обладать полем остаточного магнетизма, а на зажимы обмотки статора нужно включить конденсаторы для обеспечения самовозбуждения генератора за счет их зарядов.

Чтобы получить в асинхронной машине режим электромагнитного торможения, нужно замкнутый накоротко ротор вращать обратно вращению магнитного поля. Для этого необходимо приложить к валу машины внешнее механическое усилие, направленное против действия ее электромагнитного момента. Тогда угловая скорость ω_2 вращения ротора изменит свой знак по отношению к скорости ω_1 вращения магнитного поля и будет $\omega_2 < 0$. В этом случае получается скольжение $s = [\omega_1 - (-\omega_2)]/\omega_1 = (\omega_1 + \omega_2)/\omega_1 > 1$. Работа асинхронной машины в режиме электромагнитного тормоза встречается, например, в подъемных устройствах при медленном опускании груза, когда ротор ее под действием момента этого груза вращается против магнитного поля. Развиваемый в этом режиме асинхронной машиной электромагнитный момент в направлении вращения поля подтормаживает движение опускаемого груза.

В двигательном режиме работы асинхронной машины при изменении скольжения в пределах $0 < s \leqslant 1$ электромагнитный момент ее является вращающим. При скольжении $s = 1$ ($\omega_2 = 0$) двигатель развивает пусковой момент (Н·м) (см. рис. 33.3), выражение для которого определяют из уравнения (33.9),

$$M_п = \frac{m_1 U_1^2}{\omega_1} \cdot \frac{r_2'}{\left(r_1 + c r_2'\right)^2 + \left(x_1 + c x_2'\right)^2}. \qquad (33.15)$$

На основании уравнений (33.11) и (33.12) максимальный пусковой момент трехфазного асинхронного двигателя $M_п = M_{макс}$ получается при активном сопротивлении ротора (Ом)

$$r_2' = (1/c) \sqrt{r_1^2 + \left(x_1 + c x_2'\right)^2}. \qquad (33.16)$$

Под влиянием электромагнитного момента ротор асинхронного двигателя вращается в направлении вращения магнитного поля. Для изменения направления вращения ротора нужно изменить направление вращения поля. В трехфазном асинхронном двигателе направление вращения поля зависит от порядка следования фаз подводимого к зажимам *А*, *В*, *С* статора напряжения питающей сети. Например, если этот порядок следования фаз происходит в последовательности *А*, *В*, *С*, *А*, *В*, *С* и т. д., то вращение магнитного поля происходит в одном определенном направлении. Если же на зажимах статора поменять местами провода двух фаз питающей сети (например, на зажимах *В* и *С*), то порядок следования фаз будет *А*, *С*, *В*, *А*, *С*, *В* и т. д. и направление вращения поля изменится на обратное. Таким образом, для изменения направления вращения ротора трехфазного асинхронного двигателя нужно переключить на зажимах статора два провода питающей сети.

ПУСК В ХОД ТРЕХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И РЕГУЛИРОВАНИЕ ИХ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ

§ 34.1. Пуск в ход трехфазных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором

В период пуска асинхронный двигатель поднимает свою скорость вращения и скорость связанного с ним механизма от нуля до нормальной. В этот период его мощность расходуется на покрытие собственных потерь, преодоление нагрузочного или статического момента на валу и на работу ускорения или создания динамического момента системы. Так как обычно при пуске асинхронного двигателя время его разбега до нормальной скорости вращения значительно больше времени протекания в нем электромагнитных процессов, то для простоты анализа этого пуска электромагнитными процессами практически можно пренебречь. Следовательно, при рассмотрении процесса пуска асинхронного двигателя для определения его вращающего момента M можно использовать уравнение (33.9). Уравнение равновесия моментов (Н·м) на валу двигателя в процессе пуска следующее:

$$M = M_2 + M_д, \qquad (34.1)$$

где M_2 — нагрузочный или статический момент на валу двигателя, Н·м; $M_д = J\,(d\omega_2/dt)10^{-4}$ — динамический момент системы, Н·м, при этом J — момент инерции всех вращающихся масс системы, кг·см^2; ω_2 — угловая скорость вращения вала ее, рад/с.

При пуске в ход двигателя должны быть выполнены следующие условия: пусковой момент его $M_п > M_2$ и динамический момент системы во время вращения ротора $M_д > 0$ (рис. 34.1), т. е.

$$J\,(d\omega_2/dt)\,10^{-4} = M - M_2 > 0. \qquad (34.2)$$

На рис. 34.1 представлены кривые *1* и *2* зависимости соответственно вращающего момента $M = f(s)$ или $M = f(\omega_2)$ трехфазного асинхронного двигателя и постоянного нагрузочного момента $M_2 = f(\omega_2)$ на валу, где s — скольжение; $\omega_2 = \omega_1(1 - s)$ — угловая скорость вращения ротора и ω_1 — то же, магнитного поля. В общем случае кривая момента $M_2 = f(\omega_2)$ механизма может иметь так-

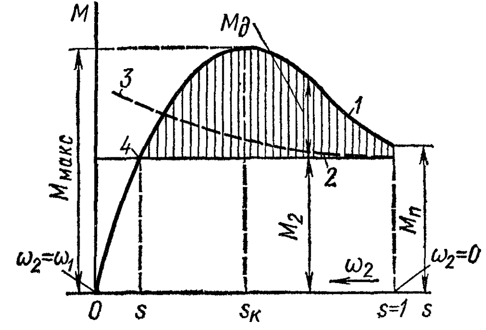


Рис. 34.1. Кривые вращающего и нагрузочного моментов асинхронного двигателя

же и нелинейный характер (кривая *3*). Заштрихованная часть между кривыми *1* и *2* выражает собой величину динамического момента $M_д$ при разных скольжениях s или угловых скоростях ω_2 вращения ротора. В точке *4* пересечения этих кривых наступает установившийся режим работы двигателя, при котором $d\omega_2/dt=0$ и $M_д = 0$, и, следовательно, достигается равновесие вращающего и нагрузочного моментов $M = M_2$. Как видно из рис. 34.1, при пуске в ход асинхронного двигателя с номинальным нагрузочным моментом M_2 на валу кратность пускового момента его $M_п$ по отношению к номинальному (при $s = 1$ или $\omega_2 = 0$) должно быть

$$k_п = M_п/M_2 > 1. \qquad (34.3)$$

При пуске двигателя с неполной нагрузкой на валу эта кратность моментов может быть $k_п \leqslant 1$.

Трехфазные асинхронные двигатели как общего, так и специального применения в диапазоне мощностей до нескольких сотен или тысяч ватт обычно выполняют с короткозамкнутым ротором в виде беличьей клетки (см. рис. 32.1). Пуск в ход таких двигателей простым включением обмотки статора непосредственно в сеть без пусковых устройств сопровождается кратковременным потреблением из сети больших пусковых токов. Кратность пускового тока по отношению к номинальному может достигать величины порядка $I_{1п}/I_1 = 4 \div 6$. Такой способ пуска двигателей в ход называют *прямым*.

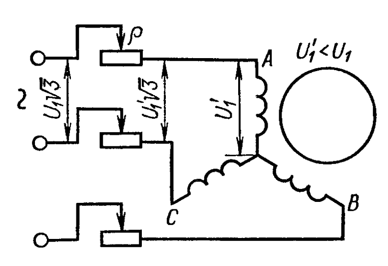


Рис. 34.2. Схема реостатного пуска асинхронного двигателя

Однако в ряде случаев потребление значительного пускового тока при прямом пуске асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором может быть обременительным для сети по условиям возникновения заметного падения напряжения в ней, в особенности в установках специального назначения с ограниченной мощностью источника питания. В этом случае в целях ограничения величины пускового тока применяют различные способы пуска данных двигателей при пониженном напряжении на зажимах статора: реостатный, автотрансформаторный и пуск переключением обмотки статора с треугольника на звезду.

Однако общим недостатком всех этих способов пуска двигателей является уменьшение их пускового момента вследствие понижения напряжения на зажимах обмотки статора. В связи с этим применение данных способов возможно только при пуске двигателей с неполной нагрузкой на валу.

Реостатный пуск. На рис. 34.2 представлена схема такого пуска трехфазного асинхронного двигателя с беличьей клеткой. Номинальный вращающий момент (Н·м) асинхронного двигателя из уравнения (33.9)

$$M = m_1 I_1^2 r_2'/(\omega_1 s), \qquad (34.4)$$

где s — номинальное скольжение, а потребляемый статором двигателя из сети номинальный ток (А)

$$I_1 = U_1 / \sqrt{[r_1 + c\,(r_2'/s)]^2 + (x_1 + c x_2')^2}\,. \qquad (34.5)$$

При пуске двигателя в ход, когда скольжение $s = 1$, пусковой вращающий момент (Н·м) из уравнений (34.4) и (34.5)

$$M_п = m_1 I_{1п}^2 r_2' / \omega_1, \qquad (34.6)$$

или от деления уравнения (34.6) на (34.4)

$$M_п = M\,(I_{1п}/I_1)^2 s = M a_п^2 s, \qquad (34.7)$$

где $a_п = I_{1п}/I_1$ — кратность пускового тока двигателя по отношению к номинальному.

Кратность $a_п$ пускового тока двигателя можно изменять включением бо́льшего или меньшего сопротивления ρ пускового реостата в цепь статора (см. рис. 34.2). В соответствии с этим изменяется и величина пускового момента, определяемая по уравнению (34.7). Например, при пуске двигателя с номинальным током ($a_п = 1$) пусковой момент $M_п = Ms$; при среднем значении рабочего скольжения $s \approx 0{,}05$ этот момент $M_п = 0{,}05\,M$, т. е составит всего лишь 5% номинального. Такое уменьшение пускового момента физически обусловлено значительным понижением напряжения на зажимах обмотки статора при включении перед ней пускового реостата. Поэтому для получения бо́льшей величины пускового момента двигателя при этом способе пуска нужно допускать кратность пускового тока $a_п = I_{1п}/I_1 \geqslant 2$.

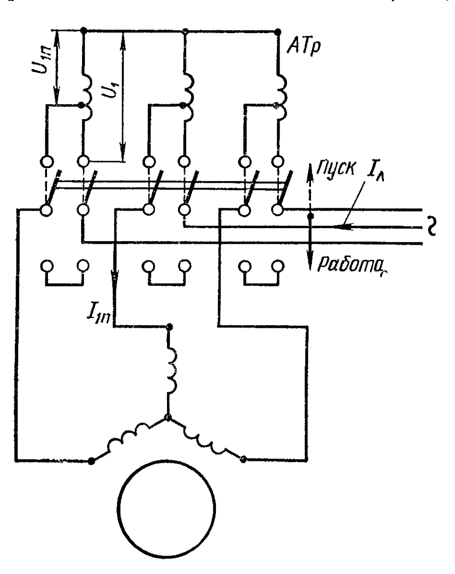


Рис 34 3. Схема автотрансформаторного пуска асинхронного двигателя

Автотрансформаторный пуск. На рис. 34.3 представлена схема такого пуска трехфазного асинхронного двигателя с беличьей клеткой. Здесь в цепь статора двигателя на время пуска включается трехфазный понижающий автотрансформатор $АТр$ с коэффициентом трансформации $k_e = U_1/U_{1п} \approx 1{,}8 \div 2{,}2$. В этом случае вторичный ток автотрансформатора является пусковым током статора двигателя: $I_{1п} = k_e I_{1с}$, где $I_{1с}$ — потребляемый автотрансформатором ток из

сети при пуске двигателя. Пусковой момент последнего при данном способе пуска можно также представить с помощью уравнения (34.7):

$$M_п = Mk_e^2 a_п^2 s, \qquad (34.8)$$

где $a_п = I_{1c}/I_1$ — кратность потребляемого автотрансформатором пускового тока из сети по отношению к номинальному.

Из уравнения (34.8) видно, что при одинаковой кратности $a_п$ потребляемых из сети пусковых токов пусковой момент при автотрансформаторном пуске двигателя получается в k_e^2 раз больше, чем при реостатном.

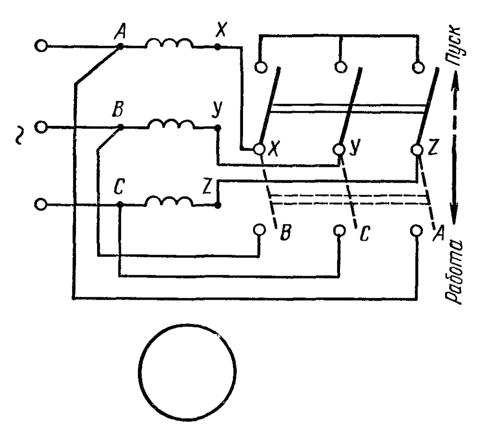


Рис. 34 4. Схема пуска асинхронного двигателя переключением обмотки статора с треугольника на звезду

По достижении двигателем установившейся скорости вращения статор его переключается на полное напряжение сети.

Пуск переключением обмотки статора с треугольника на звезду. На рис. 34.4 представлена схема такого пуска трехфазного асинхронного двигателя с беличьей клеткой. Этот способ пуска применяют в двигателях с обмоткой статора, соединенной при нормальной работе треугольником. В целях понижения фазного напряжения на каждой фазе обмотки ее схема соединения переключается при пуске с треугольника на звезду, чем и достигается уменьшение указанного напряжения в $\sqrt{3}$ раз и пускового тока в 3 раза. Для переключения схемы обмоток статора используют трехполюсный переключатель с двумя положениями его ножей *Пуск* и *Работа*. Как видно из рис. 34.4, при пуске двигателя переключатель находится в положении *Пуск*, при котором обмотки статора соединены звездой. После разгона двигателя переключатель быстро переводится в положение *Работа*, в котором эти обмотки соединяются треугольником.

При пуске двигателя с соединением обмоток статора звездой фазное напряжение $U_ф = U_л/\sqrt{3}$, линейный пусковой ток

$$I_{л\curlywedge} = I_{ф\curlywedge} = U_л/(\sqrt{3} z_к), \qquad (34.9)$$

где $U_л$ — линейное напряжение питающей сети, В; $z_к$ — полное сопротивление короткого замыкания одной фазы статора, Ом.

При пуске этого же двигателя с соединением обмотки статора треугольником фазное напряжение $U_ф = U_л$, а линейный пусковой ток

$$I_{л\Delta} = \sqrt{3} I_{ф\Delta} = \sqrt{3}\, U_л/z_к. \qquad (34.10)$$

Соотношение между линейными пусковыми токами (А) двигателя при этих схемах соединения обмоток статора

$$I_{лλ} = I_{лΔ} / 3. \qquad (34.11)$$

Следовательно, при переключении обмотки статора во время пуска двигателя с треугольника на звезду, его пусковой ток уменьшается в 3 раза. Однако и пусковой момент его $M_п \equiv U_ф^2$ при этом условии также уменьшается в 3 раза из-за снижения фазного напряжения на обмотке в $\sqrt{3}$ раз. Это обстоятельство является определенным недостатком данного способа пуска двигателя, так как позволяет запускать его только при нагрузке на валу менее 1/3 номинальной.

§ 34.2. Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором

Синхронная скорость (об/мин) вращения магнитного поля трехфазного асинхронного двигателя

$$n_1 = 60f_1/p, \qquad (34.12)$$

скорость (об/мин) вращения ротора

$$n_2 = n_1(1 - s), \qquad (34.13)$$

где f_1 — частота питающего напряжения, Гц; p — число пар полюсов обмотки статора; s — скольжение.

В соответствии с уравнениями (34.12) и (34.13) для трехфазных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором можно применить следующие способы регулирования скорости вращения:

1) изменением частоты f_1 питающего напряжения; 2) изменением числа пар полюсов p обмотки статора; 3) изменением скольжения s за счет уменьшения величины питающего напряжения.

Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей изменением частоты f_1 питающего напряжения согласно уравнению (34.12) требует применения источников питания с переменной частотой. К ним относятся синхронные генераторы с регулируемой скоростью вращения приводного двигателя или же полупроводниковые преобразователи частоты. Такой способ регулирования скорости возможен только в индивидуальных установках, когда отдельный синхронный генератор с регулируемым приводным двигателем или статический преобразователь частоты питает один или несколько трехфазных асинхронных двигателей, находящихся в одинаковых условиях работы. При этом способе регулирования скорости изменяется синхронная скорость n_1 вращения магнитного поля двигателя, а с ней и скорость $n_2 = n_1(1 - s)$ вращения ротора, где s — скольжение.

При регулировании частоты питающего напряжения нужно обеспечить, чтобы механические характеристики $n_2 = f(M)$ двигателя во всем диапазоне регулирования обладали необходимой жесткостью, а двигатель имел достаточную перегрузочную способность согласно

уравнению (33.13). Указанные условия регулирования можно обеспечить сохранением постоянства амплитуды вращающегося магнитного поля двигателя.

На рис. 34.5 представлены желаемые характеристики при разных частотах питающего напряжения. Для получения такого рода характеристик необходимо выполнить следующее основное условие. Если пренебречь для простоты относительно небольшим падением напряжения в активном и индуктивном сопротивлениях обмотки статора от тока нагрузки, то

$$U_1 \approx E_1 = 4{,}44 k_{об1} f_1 w_1 \Phi_{\delta m}, \qquad (34.14)$$

поэтому для сохранения постоянства амплитуды $\Phi_{\delta m}$ вращающегося магнитного поля двигателя необходимо регулировать частоту питающего напряжения по условию

$$U_1/f_1 \equiv \Phi_{\delta m} = \text{const}, \qquad (34.15)$$

т. е. при изменении частоты f_1 пропорционально должна изменяться и величина эффективного значения фазного напряжения U_1 генератора.

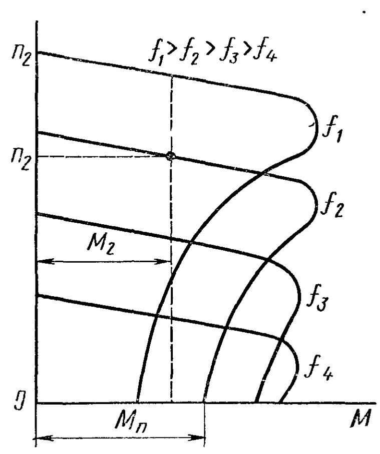


Рис. 34.5 Кривые вращающего момента асинхронного двигателя при частотном регулировании скорости вращения

При значительном уменьшении частоты f_1 питания перегрузочная способность $M_{макс}/M$ трехфазного асинхронного двигателя несколько снижается вследствие относительного увеличения падения напряжения в статоре из-за возрастания потребляемого тока и, следовательно, уменьшения амплитуды вращающегося магнитного поля.

Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором изменением числа пар полюсов обмотки статора согласно уравнению (34.12) позволяет изменять скачком синхронную скорость n_1 вращения магнитного поля двигателя. Например, на рис. 34.6 представлены схемы соединения катушек одной фазы *А* трехфазного статора (фазы *В* и *С* не изображены) для чисел полюсов создаваемого ими магнитного поля $2p = 4$ и $2p = 2$. Нормальная схема обмотки статора в данном примере четырехполюсная, поэтому в каждой фазе здесь имеется по две катушки ($p = 2$), которые при $2p = 4$ соединены последовательно. Представленные на рис. 34.6, *а* силовые линии магнитного поля образуют четыре полюса статора и синхронная скорость вращения этого поля по уравнению (34.12) $n_1 = 60\, f_1/2$ (об/мин). Если две катушки фазы *А* соединить параллельно (рис. 34.6, *б*), то ток в одной из них изменит свое направление на обратное и они вместе образуют силовые линии двухполюсного магнитного поля ($p = 1$). В этом случае синхронная скорость вращения поля $n_1' = 60\, f_1/1 = 2n_1$ (об/мин), т. е. вдвое больше, чем при последовательном соединении катушек фазы. В таком же приблизи-

тельно соотношении находятся, очевидно, и скорости вращения ротора, определенные по уравнению (34.13).

На рис. 34.7 представлены принципиальные схемы включения обмоток статора в сеть для $2p = 4$ и $2p = 2$. В схеме для $2p = 4$ обе

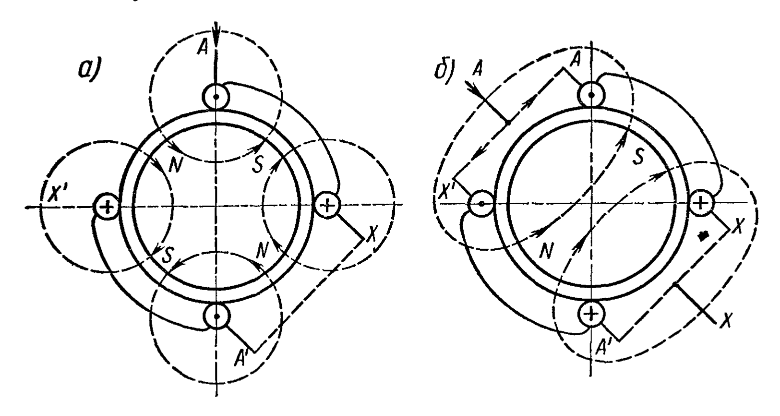


Рис. 34.6. Схемы соединения катушек одной фазы статора при регулировании скорости вращения асинхронного двигателя изменением числа пар полюсов его обмотки

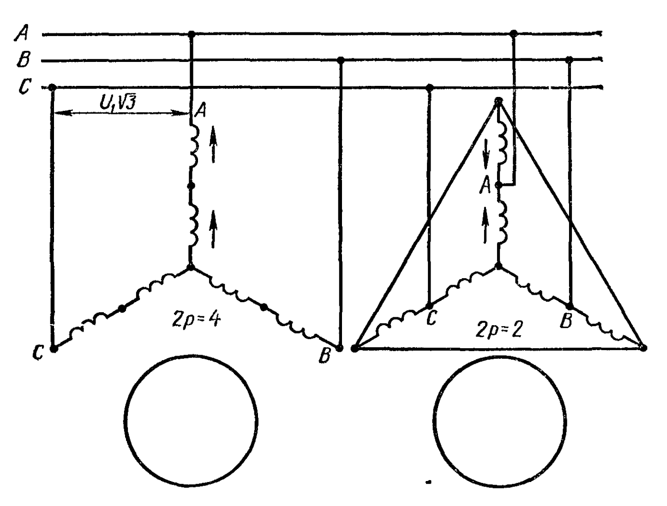


Рис. 34.7. Схемы включения обмоток статора в сеть при $2p = 4$ и $2p = 2$

катушки каждой фазы статора соединены друг с другом последовательно и в одну звезду, а в схеме $2p = 2$ — параллельно и в две параллельные звезды. Предложено много различных схем обмоток статора асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором с переключением числа пар полюсов. Такие двигатели получили название *многоскоростных*. В диапазоне мощностей до нескольких сотен

ватт эти двигатели выпускают на две или три скорости вращения. Двухскоростные двигатели изготовляют с одной обмоткой на статоре с переключением числа пар полюсов в отношении 2 : 1, трехскоростные двигатели — с двумя обмотками на статоре, одну из которых выполняют с переключением пар полюсов 2 : 1.

Многоскоростные асинхронные двигатели малой мощности применяют для привода вентиляторов, мелких станков в промышленности, в звукозаписывающей аппаратуре и других случаях.

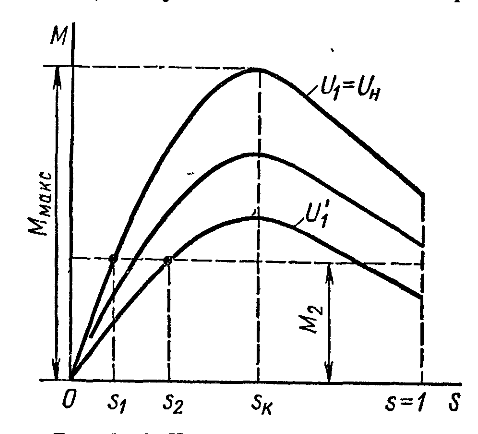


Рис. 34.8. Кривые вращающих моментов асинхронного двигателя при регулировании скорости вращения уменьшением напряжения на зажимах статора

Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором изменением скольжения s **за счет уменьшения величины питающего напряжения** U_1 основано на изменении наклона кривой зависимости вращающего момента $M = f(s)$ двигателя относительно оси ординат из-за снижения этого момента пропорционально U_1^2 согласно уравнению (33.9). На рис. 34.8 представлены кривые вращающего момента $M = f(s)$ при постоянном нагрузочном моменте M_2 и разных напряжениях питающей сети в пределах $0{,}7U_н \leqslant U_1 \leqslant U_н$, где $U_н$ — номинальное фазное напряжение сети. Как видно из рис. 34.8, при уменьшении напряжения на зажимах статора рабочее скольжение возрастает с s_1 до s_2. При напряжении $U_1' = 0{,}7U_н$ максимальный вращающий момент асинхронного двигателя по уравнению (33.12) и перегрузочная способность его по уравнению (33.13) уменьшаются в два раза. В связи с этим при регулировании скорости вращения двигателя уменьшением питающего напряжения следует учитывать это обстоятельство. Для получения относительно широкого диапазона регулирования скорости вращения необходимо, чтобы ротор обладал повышенным активным сопротивлением. В малых асинхронных двигателях специального применения это условие обычно выполняется. Однако с увеличением скольжения при регулировании скорости вращения понижением напряжения на зажимах статора возрастают потери в обмотке ротора и его нагрев.

ГЛАВА XXXV

КРУГОВАЯ ДИАГРАММА ТРЕХФАЗНОЙ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Как уже упоминалось в гл. XXXII, асинхронная машина в принципе представляет собой трансформатор с неподвижной первичной обмоткой на статоре и вращающейся вторичной обмоткой на роторе.

Различие частот переменных токов в этих обмотках обусловливает возможность преобразования в асинхронном двигателе электромагнитной мощности, передаваемой вращающимся магнитным полем ротору, в механическую мощность на валу. Электромагнитная мощность (Вт) асинхронного двигателя с учетом уравнений (33.5) и (33.8)

$$P_{эм} = M\omega_1 = m_2 I_2^2 (r_2/s), \qquad (35.1)$$

вторичный ток (А) ротора

$$I_2 = E_2 s \Big/ \sqrt{r_2^2 + x_2^2 s^2} = E_2 \Big/ \sqrt{(r_2/s)^2 + x_2^2}, \qquad (35.2)$$

где E_2 и x_2 — э.д.с. и индуктивное сопротивление обмотки ротора при неподвижном его состоянии, т. е. при часоте f_1 первичной цепи.

Следовательно, согласно уравнениям (35.1) и (35.2), асинхронный двигатель можно рассматривать как обычный трансформатор, у которого индуктивное сопротивление x_2 вторичной обмотки соответствует первичной частоте, а активное численно равно r_2/s, где r_2 — сопротивление обмотки ротора, s — скольжение при данной нагрузке. В этом случае передаваемая в ротор электромагнитная мощность $P_{эм}$ расходуется не на механическую работу, а на нагревание некоторого воображаемого активного сопротивления r_2/s.

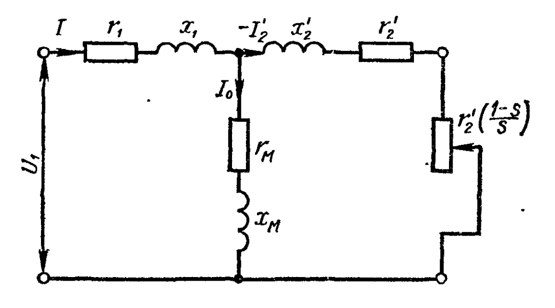


Рис. 35.1. Схема замещения асинхронной машины

Во время холостой работы двигателя скольжение $s \approx 0$ и поэтому сопротивление $r_2/s = \infty$. Это соответствует холостому ходу трансформатора при разомкнутой вторичной обмотке. При коротком замыкании асинхронного двигателя, когда ротор неподвижен, скольжение $s = 1$ и $r_2/s = r_2$, что отвечает короткому замыканию трансформатора. Ввиду этого цепи статора и ротора асинхронного двигателя с магнитной связью обмоток, как и в случае трансформатора (см. рис. 14.5), можно представить для одной фазы эквивалентной схемой замещения с электрической связью их (рис. 35.1). Для этого нужно все параметры цепи ротора предварительно привести к числу фаз и витков обмотки статора по уравнениям (32.5). На основе схемы замещения (см. рис. 35.1) при условии постоянства всех ее параметров и первичного напряжения можно построить при изменении скольжения s геометрическое место концов векторов первичного тока I_1 в виде окружности, которую называют *круговой диаграммой асинхронной машины.* Эта диаграмма позволяет графически получить все необходимые данные о двигательном, генераторном и тормозном режимах работы асинхронной машины. В зависимости от требуемой точности определения

этих данных для целей практики можно построить или точную, или упрощенную круговую диаграмму машины.

При экспериментально-графическом исследовании свойств трехфазной асинхронной машины построение ее круговой диаграммы практически производится по данным двух опытов двигательного режима работы — *опыта холостого хода и опыта короткого замыкания двигателя.*

При опыте холостого хода трехфазного асинхронного двигателя короткозамкнутый ротор его без нагрузки на валу вращается почти с синхронной скоростью, поэтому практически можно положить скольжение $s \approx 0$. В этом режиме двигатель потребляет из сети при номинальном фазном напряжении U_1 ток I_0 холостого хода и активную мощность P_0; при этом его коэффициент мощности

$$\cos\varphi_0 = P_0/(m_1 U_1 I_0), \tag{35.3}$$

где m_1 — число фаз обмотки статора.

В случае опыта короткого замыкания этого двигателя короткозамкнутый ротор заторможен (скольжение $s = 1$), а к статору подводят пониженное фазное напряжение $U_{1к}$ такой величины, чтобы потребляемый двигателем ток из сети был $I'_{1к} \approx I_1$, где I_1 — номинальный рабочий ток двигателя. При этом потребляемая двигателем активная мощность (Вт) из сети

$$P'_{1к} = m_1 U_{1к} I'_{1к} \cos\varphi_{1к}.$$

Ток (А) короткого замыкания двигателя при неподвижном роторе

$$I'_{1к} = U_{1к}/z_к \equiv U_{1к}, \tag{35.4}$$

а потребляемая мощность (Вт)

$$P'_{1к} = m_1 I'^2_{1к} r_к \equiv U^2_{1к}, \tag{35.5}$$

где $z_к = \sqrt{r_к^2 + x_к^2}$ — полное сопротивление короткого замыкания одной фазы двигателя, Ом; $r_к = r_1 + r'$; $x_к = x_1 + x'$ — соответственно активное и индуктивное сопротивления короткого замыкания с учетом сопротивлений $r_м$ и $x_м$ намагничивающего контура (см. рис. 35.1), Ом; при этом эквивалентные сопротивления (Ом) двух параллельных ветвей схемы замещения при коротком замыкании ($s = 1$):

$$\begin{aligned} r' &= \left(r'_2 z_м^2 + r_м z'^2_2\right)/\left[\left(r'_2 + r_м\right)^2 + \left(x'_2 + x_м\right)^2\right]; \\ x' &= \left(x'_2 z_м^2 + x_м z'^2_2\right)/\left[\left(r'_2 + r_м\right)^2 + \left(x'_2 + x_м\right)^2\right], \end{aligned} \tag{35.6}$$

здесь $z_м^2 = r_м^2 + x_м^2$; $z'^2_2 = r'^2_2 + x'^2_2$; r'_2 и x'_2 — приведенные к обмотке статора активное и индуктивное сопротивления обмотки ротора, Ом.

Так как круговая диаграмма асинхронной машины строится при постоянном номинальном фазном напряжении U_1, то данные опыта

короткого замыкания необходимо привести к этому напряжению с помощью уравнений (35.4) и (35.5). Тогда

$$I_{1к} = I'_{1к}(U_1/U_{1к}); \qquad (35.7)$$

$$P_{1к} = P'_{1к}(U_1/U_{1к})^2, \qquad (35.8)$$

а коэффициент мощности двигателя

$$\cos\varphi_{1к} = P_{1к}/(m_1 U_1 I_{1к}). \qquad (35.9)$$

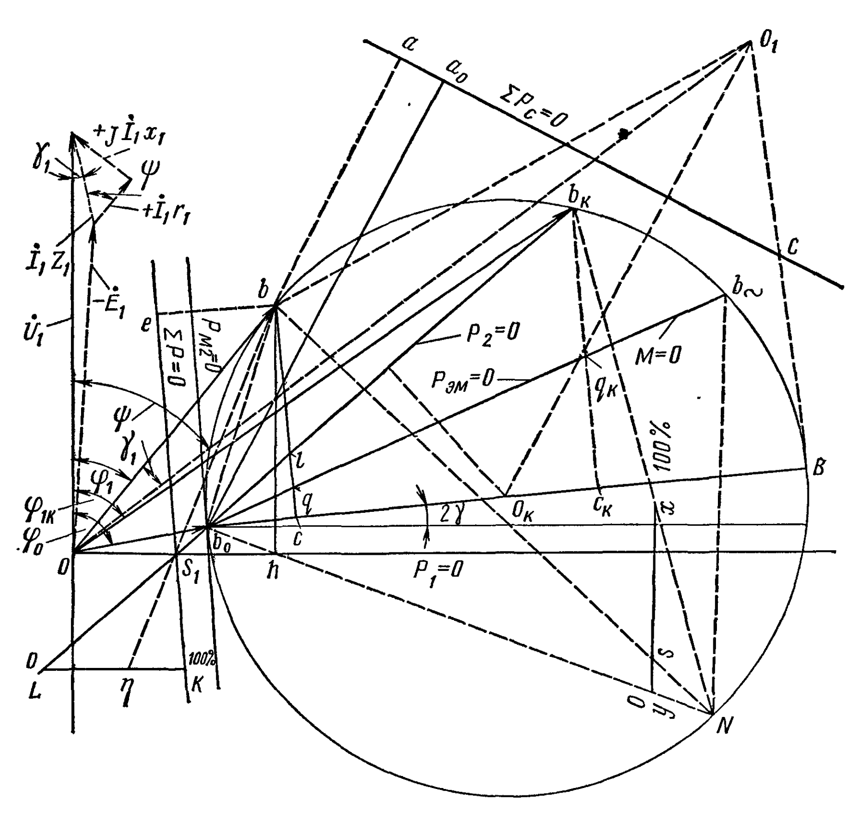


Рис. 35.2. Круговая диаграмма асинхронной машины

Для построения круговой диаграммы токов асинхронной машины по полученным опытным данным выбирают определенный масштаб для тока 1 см = k_I (А) и направляют фазное напряжение U_1 по оси ординат. На рис. 35.2 дано построение этой диаграммы. Под углами φ_0 и $\varphi_{1к}$ в сторону отставания от напряжения U_1 откладывают в масштабе ток $I_0 = Ob_0$ холостого хода и ток $I_{1к} = Ob_к$ короткого замыкания. Затем от точки b_0 под углом 2γ к оси абсцисс откладывают линию b_0B ($\sin 2\gamma \approx 2I_0r_1/U_1$, где r_1 — активное сопротивление обмотки статора). Для определения центра окружности токов проводят через

точки b_0 и $b_к$ прямую и через середину отрезка $b_0b_к$ — перпендикуляр до пересечения с прямой b_0B в точке $O_к$, которая и является центром круга. Из данной точки циркулем проводят через точки b_0 и $b_к$ искомую окружность токов. Если соединить вектором начало осей координат с любой точкой полученной окружности, то умножением его длины на масштаб k_i тока можно получить величину тока I_1 статора при данном режиме работы асинхронной машины. Режим же работы машины характеризуется величиной и знаком скольжения s, которое может принимать любые значения в пределах $\pm\infty$. В двигательном режиме работы машины скольжение s изменяется в пределах $0 < s \leqslant 1$, в генераторном — $s < 0$ и тормозном — $s > 1$. Например, на рис. 35.2 вектор Ob характеризует собой потребляемый двигателем ток I_1 из сети. На окружности можно отметить три характерные точки с разным значением скольжения: точка b_0, в которой скольжение $s \approx 0$, точка $b_к$ с $s = 1$ и точка b_∞, где $s = \pm\infty$. Следовательно, часть окружности $b_0bb_к$ определяет двигательный режим работы ($0 < s \leqslant 1$), $b_кb_\infty$ — тормозной режим ($s > 1$) и от точки b_0 ниже оси абсцисс — генераторный ($s < 0$).

Чтобы определить по круговой диаграмме (см. рис. 35.2) необходимые данные о двигательном или других режимах работы асинхронной машины, нужно предварительно нанести на диаграмме линии соответствующих мощностей и потерь. Для этого находят на окружности соответствующие пары точек, в которых данные мощности равны нулю. Проведенные через эти точки прямые и будут представлять собой линии мощностей или потерь, уравнения которых записываются в виде $P = 0$.

Из круговой диаграммы, изображенной на рис. 35.2, определяются следующие данные для двигательного режима работы асинхронной машины.

1. Потребляемая статором мощность из сети $P_1 = m_1U_1I_1 \cos \varphi_1 = m_1U_1k_iOb \cos \varphi_1 \equiv Ob \cos\varphi_1 \equiv bh$, т. е. потребляемая статором мощность пропорциональна длине перпендикуляра, опущенного из точки b окружности на ось абсцисс. Следовательно, эта ось является линией потребляемой мощности $P_1 = 0$ из сети, так как она пересекает окружность токов в двух точках, где перпендикуляр равен нулю. Масштаб для потребляемой мощности (Вт)

$$1 \text{ см} = k_p = m_1U_1k_i.$$

2. Электромагнитная мощность (Вт), передаваемая вращающимся магнитным полем ротору, из уравнения (35.1)

$$P_{эм} = m_2I_2^2(r_2/s) = m_1I_2'^2\,(r_2'/s).$$

Данная мощность $P_{эм} = 0$ при $I_2' = 0$, т. е. при скольжении $s = 0$ или на окружности в точке b_0, и $P_{эм} = 0$ при скольжении $s = \pm\infty$ (точка b_∞). Для построения линии электромагнитной мощности $P_{эм} = 0$ опустим из точки $b_к$ перпендикуляр $b_кc_к$ на диаметр окружности b_0B. При коротком замыкании (или пуске двигателя) скольжение $s = 1$ и электромагнитная мощность равна потерям в обмотке ротора:

$P_{эм.к} = m_1 I'^2_{2к} r'_2 = k_м b_к q_к$; с другой стороны, потребляемая из сети при коротком замыкании мощность без учета магнитных потерь в двигателе

$$P_{1к} = m_1 I^2_{1к} r_1 + m_1 I'^2_{2к} r'_2 = k_м b_к c_к.$$

Если пренебречь для простоты током I_0 холостого хода по сравнению с током $I_{1к}$ короткого замыкания, то в первом приближении можно положить $I'_{2к} \approx I_{1к}$ и представить потребляемую мощность при коротком замыкании в виде $P_{1к} \approx m_1 I^2_{1к}(r_1 + r'_2) = k_м b_к c_к$. Тогда $P_{эм.к}/P_{1к} \approx r'_2/(r_1 + r'_2) = b_к q_к/(b_к c_к)$, откуда $b_к q_к = b_к c_к [r'_2/(r_1 + r'_2)]$ или $q_к c_к = b_к c_к [r_1/(r_1 + r'_2)]$. Измерив на рис. 35.2 длину перпендикуляра $b_к c_к$, можно определить величину отрезка $b_к q_к$ или $q_к c_к$ и, следовательно, положение точки $q_к$ на перпендикуляре. Проведя через точки b_0 и $q_к$ прямую до пересечения с окружностью в точке $b_\sim$, получим линию электромагнитной мощности $P_{эм} = 0$. Таким образом, эта мощность будет пропорциональна отрезку bq:

$$P_{эм} = k_м bq \equiv bq.$$

Масштаб для электромагнитной мощности (Вт) и потерь в обмотках статора и ротора будет 1 см $= k_м = P_{1к}/(b_к c_к)$, где $P_{1к}$ берут из уравнения (35.8).

3. При коротком замыкании машины потери в обмотке статора определяются отрезком $q_к c_к$, а в роторе — отрезком $b_к q_к$; поэтому при рабочем режиме

$$P_{м1} = k_м cq \equiv cq;$$

$$P_{м2} = k_м ql \equiv ql.$$

4. Механическая мощность ротора в соответствии с (33.6)

$$P'_2 = P_{эм} - P_{м2} = k_м (bq - ql) = k_м bl \equiv bl.$$

При этом линия механической мощности $P'_2 = 0$ проходит через точки b_0 и $b_к$. Так как при построении круговой диаграммы здесь использовалась опытная точка b_0 практического холостого хода двигателя, учитывающая механические потери $P_{мх}$ ($s \approx 0$), то величину полезной мощности на валу в этом построении можно положить $P_2 \approx P'_2$.

5. Вращающий электромагнитный момент можно выразить через электромагнитную мощность $P_{эм}$, передаваемую вращающимся магнитным полем ротору, согласно (33.5):

$$M = P_{эм} \cdot 10^2/\omega_1 = k_м bq \cdot 10^2/\omega_1 \equiv bq,$$

где масштаб момента будет 1 см $= k_M = k_м \cdot 10^2/\omega_1$ (Н·см).

Следовательно, линия электромагнитной мощности в данном масштабе одновременно является и линией момента $M = 0$.

6. Магнитные потери (Вт) в стали статора, согласно (32.10),

$$\Sigma P_с = m_1 I_0^2 r_м = m_1 E_1^2 (r_м/z_м^2),$$

где $z_м^2 = r_м^2 + x_м^2$; E_1 — эффективное значение фазной э.д.с. обмотки статора; поэтому для нанесения линии этих потерь необходимо определить в диаграмме (см. рис. 35.2) отрезок, пропорциональный фазной э.д.с. E_1 статора. Для этого следует повернуть вектор приложенного фазного напряжения U_1 диаграммы на угол $\psi = \operatorname{arctg}(x_1/r_1)$ по часовой стрелке, а затем перевернуть его на 180°, поместив конец в начало координат. Тогда первичный ток I_1 будет совпадать по фазе с падением напряжения $I_1 z_1$, а между U_1 и $I_1 z_1$ остается тот же угол γ_1, как и в векторной диаграмме напряжений. Так как падение напряжения $I_1 z_1$ выражено в масштабе тока, то повернутый вектор U_1 откладывают в том же масштабе $OO_1 = U_1/(z_1 k_i)$ (см) и э.д.с. $E_1/(z_1 k_i)$ изобразится отрезком $O_1 b$ в масштабе тока.

Согласно теории круговых диаграмм, линия магнитных потерь в стали $\Sigma P_с = 0$ в этом случае является полуполярой точки O_1 относительно окружности токов. Для проведения этой полуполяры нужно из точки O_1 провести касательную $O_1 B$ к этой окружности, разделить ее пополам и через полученную точку C провести перпендикуляр к линии $O_1 O_к$. Эта прямая и будет представлять собой полуполяру $\Sigma P_с = 0$. Если же из точки b конца вектора тока I_1 опустить на эту линию перпендикуляр ba, то потери в стали статора при данной нагрузке будут

$$\Sigma P_с = k_с ba \equiv ba,$$

где масштаб этих потерь 1 см $= k_с = (P_0 - P_{мх} - m_1 I_0^2 r_1)/(a_0 b_0)$ (Вт); при этом P_0 и I_0 берут из опыта холостого хода двигателя; $P_{мх}$ — механические потери его в этом режиме.

7. Общие потери в машине $\Sigma P = P_1 - P_2$ также выражаются прямой, проходящей через точку S_1 пересечения линий $P_1 = 0$ и $P_2 = 0$. Практически линия $\Sigma P = 0$ параллельна касательной к окружности в точке b_0, представляющей собой линию потерь в обмотке ротора $P_{м2} = 0$. Таким образом, общие потери в машине

$$\Sigma P = k_п be \equiv be,$$

где масштаб общих потерь будет 1 см $= k_п = (P_1 - P_2)/(be) = (kbh - k_м bl)/(be)$ (Вт).

8. Скольжение $s = P_{м2}/P_{эм} = ql/(bq)$. Для нанесения линии скольжения на диаграмме (см. рис. 35.2) берут на окружности произвольную точку N и соединяют ее штриховыми линиями с точками b_0, $b_к$ и b_∞. Между линиями Nb_∞ и $Nb_к$, $Nb_к$ и Nb те же углы, что и между линиями $b_0 b_\infty$ и $b_0 b_к$, $b_0 b_к$ и $b_0 b$. Поэтому прямая Nb делит отрезок xy, проведенный параллельно Nb_∞, в отношении $sy/(xy) = ql/(bq) = s$. Если разделить отрезок xy на 100 частей, то получим скольжение в процентах $s_\% = sy$, т. е. $s \equiv sy$.

9. Коэффициент полезного действия двигателя $\eta = P_2/P_1 = (P_1 - \Sigma P)/P_1$, так как в позиции 4 полезная мощность на валу двигателя $P_2 \approx P_2'$. Его графически можно определить с помощью линий $P_2 = 0$, $P_1 = 0$ и $\Sigma P = 0$ (см. рис. 35.2). Проводят в любом месте ниже точки S_1 линию LK параллельно линии $P_1 = 0$ и отрезок LK делят на 100 частей. Из точки b, отвечающей определенной нагрузке двигателя, проводят линию через точку S_1. Эта линия пересечет отрезок LK в точке η, которая и будет соответствовать искомой величине к.п.д.

ГЛАВА XXXVI

ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

§ 36.1. Принцип действия и устройство однофазного асинхронного двигателя

Однофазные асинхронные двигатели питаются от однофазной сети переменного тока, вследствие чего они могут иметь на статоре одну рабочую обмотку (рис. 36.1). Ротор этого двигателя обычно выполняется короткозамкнутым в виде беличьей клетки. Однако при одной обмотке на статоре однофазный двигатель не развивает начального пускового момента, так как создаваемое ею переменное во времени магнитное поле неподвижно в пространстве. На рис. 36.1 схематически представлен двухполюсный однофазный асинхронный двигатель с одной лишь рабочей или главной обмоткой на статоре. Создаваемое этой обмоткой пульсирующее магнитное поле индуцирует в обмотке ротора переменные токи. Взаимодействие двух половин ротора с этим полем образует два одинаковых по величине электромагнитных момента M_f и M_b противоположного направления (см. рис. 36.1). В связи с этим при неподвижном роторе результирующий момент двигателя будет $M = M_f - M_b = 0$ и ротор не может сдвинуться с места. Чтобы однофазный асинхронный двигатель с одной обмоткой на статоре получил способность развивать вращающий момент, ротор его необходимо предварительно привести во вращение. Возникновение в однофазном двигателе при этом условии вращающего момента можно

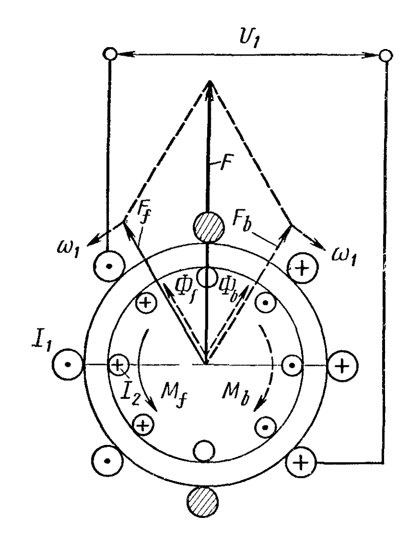


Рис. 36.1. Однофазный асинхронный двигатель с одной обмоткой на статоре

объяснить с помощью теории двух вращающихся в противоположные стороны магнитных полей.

Как известно из гл. XXV, распределенная обмотка одной фазы статора создает по его окружности ступенчатую кривую м.д.с., амплитуда которой пульсирует во времени. Эту кривую м.д.с. разлагают в тригонометрический ряд и используют для анализа только ее основную гармонику. При выяснении принципа действия однофазного асинхронного двигателя можно взять для рассмотрения основную гармонику м.д.с. распределенной обмотки статора, которая создается синусоидальным переменным током. Тогда пульсирующую во времени и синусоидально распределенную в пространстве м.д.с. с амплитудой F можно разложить на две вращающиеся в противоположные стороны м.д.с. с синхронными угловыми скоростями $\omega_1=2\pi f_1/p$ и с амплитудами F_f и F_b, равными каждая половине амплитуды пульсирующей м.д.с. $F/2$ (см. рис. 36.1).

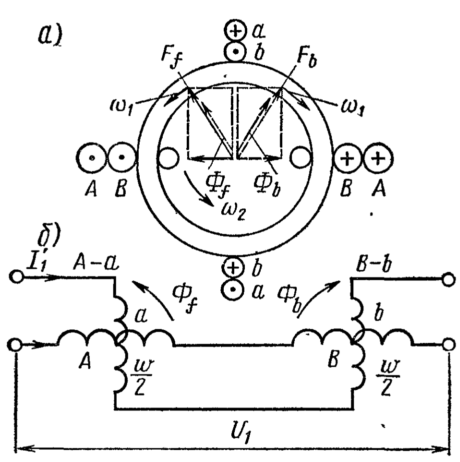


Рис. 36.2. Разложение пульсирующей м д с. статора на две вращающиеся

Эти вращающиеся м.д.с. F_f и F_b создают соответствующие магнитные поля Φ_f и Φ_b, действующие на обмотку ротора. Практически разложение пульсирующей м.д.с. главной обмотки статора можно осуществить, наложив на статор две добавочные обмотки a и b (рис. 36.2,a), сдвинутые относительно главной обмотки A и B на 90 эл. град. При этом число витков каждой из этих обмоток равно половине числа витков основной $w/2$. Если пропустить через них ток I_1' во взаимно противоположных направлениях со сдвигом по фазе на 90° относительно тока I_1 главной обмотки, то такие две обмотки не изменят магнитного состояния двигателя благодаря взаимной компенсации их м.д.с. Однако при рассмотрении соответствующих пар обмоток A и a или B и b их результирующие м.д.с. вращаются в противоположные стороны (см. рис. 36.2,a). Здесь получаются как бы два статора с двухфазными обмотками A — a и B — b, соединенными последовательно и действующими на один ротор (рис. 36.2,$б$).

Вращающиеся в противоположные стороны магнитные поля Φ_f и Φ_b воображаемых обмоток статора оказывают разное влияние на неподвижный и вращающийся роторы. При неподвижном роторе оба поля вызывают в его обмотке одинаковые токи и, следовательно, создаваемые ими вращающие моменты взаимно уравновешиваются. Если теперь ротор посторонним усилием привести во вращение, например в направлении вращения поля Φ_f с угловой скоростью ω_2, то частота индуцированного тока в его обмотке от этого поля опреде-

ляется разностью угловых скоростей $\omega_1 - \omega_2 = \omega_1 s$, где $\omega_1 = 2\pi f_1/p$ — синхронная угловая скорость поля Φ_f, s — скольжение ротора относительно этого поля. Поле Φ_f, в направлении которого вращается ротор, условно называют *прямым*, а поле Φ_b, вращающееся в противоположном направлении, — *обратным*. Частота тока в обмотке ротора от обратного поля определяется суммой скоростей $\omega_1 + \omega_2 = \omega_1 + \omega_1 (1 - s) = \omega_1 (2 - s)$. При синхронном вращении ротора, когда скольжение $s = 0$, прямое поле совсем не пересекает обмотки ротора, а обратное пересекает с двойной синхронной скоростью $2\omega_1$.

Вращающиеся магнитные поля индуцируют в обмотке ротора э.д.с. E_{fs} и E_{bs}, прямое поле — э.д.с. E_{fs} с частотой $f_2 = f_1 s$, а обратное — э.д.с. E_{bs} с частотой $f_3 = f_1 (2—s)$. Так как обмотка ротора замкнута накоротко, то в ней появляются два тока I_f и I_b указанных частот. Ток I_f малой частоты почти совпадает по фазе с э.д.с. E_{fs}, а ток I_b большой частоты отстает от э.д.с. E_{bf} почти на 90°. Под влиянием реакции м.д.с. от этих токов произойдет соответствующее изменение величин вращающихся в противоположные стороны м.д.с. F_f и F_b статора и создаваемых ими магнитных полей Φ_f и Φ_b. При этом амплитуда обратного поля уменьшится, а прямого соответственно возрастет так, что сумма полей $\Phi_f + \Phi_b = \Phi_f' + \Phi_b' = \text{const}$, где $\Phi_f' > \Phi_f$ и $\Phi_b' < \Phi_b$. В результате геометрического сложения двух вращающихся в противоположные стороны магнитных полей Φ_f' и Φ_b' с разными амплитудами в двигателе образуется результирующее вращающееся магнитное поле, конец вектора амплитуды которого описывает в пространстве траекторию эллиптической формы (рис. 36.3).

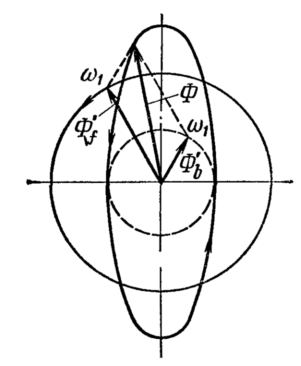


Рис. 36.3. Эллиптическое вращающееся магнитное поле однофазного двигателя

Таким образом, в однофазном асинхронном двигателе при вращении ротора возникает эллиптическое вращающееся магнитное поле, взаимодействие которого с токами ротора и создает результирующий электромагнитный вращающий момент. Величину этого момента можно определить через соответствующие моменты M_f и M_b от прямого Φ_f' и обратного Φ_b' магнитных полей. Электромагнитный момент от прямого поля можно представить в виде $M_f = K\Phi_f' I_f \cos\psi_{fs}$ и соответственно от обратного поля $M_b = K\Phi_b' I_b \cos\psi_{bs}$, где K — коэффициент пропорциональности; ψ_{fs} — угол сдвига между э.д.с. E_{fs} и током I_f и ψ_{bs} — то же, между э.д.с. E_{bs} и током I_b. Так как $\psi_{fs} \approx 0$, $\psi_{bs} \approx 90°$ и $\Phi_f' > \Phi_b'$, то моменты $M_f > M_b$. Следовательно, результирующий вращающий электромагнитный момент однофазного двигателя при вращении ротора

$$M = M_f - M_b > 0.$$

На рис. 36.4 представлены примерные кривые электромагнитных моментов M_f и M_b и результирующего M в зависимости от скольжения s при вращении ротора в направлении поля Φ_f (кривые влево от оси ординат при $s = 1$) и в направлении поля Φ_b (кривые вправо от оси ординат при $s = 1$). При обоих направлениях вращения ротора результирующий момент M однофазного двигателя с одной обмоткой на статоре получается одинаковым по величине, но разных знаков. При пуске двигателя, когда скольжение $s = 1$, этот момент равен нулю.

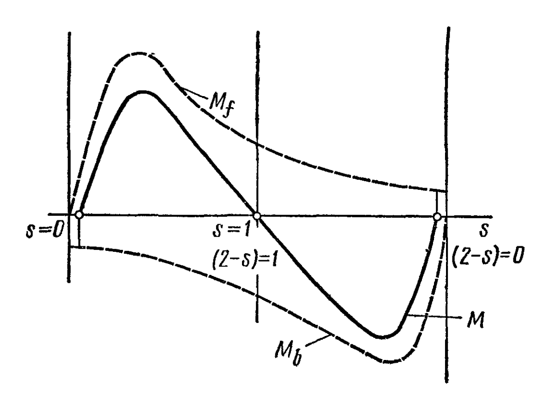


Рис. 36 4. Кривые электромагнитных моментов однофазного двигателя

Чтобы образовать в однофазном асинхронном двигателе пусковой момент, необходимо в начале пуска создать в нем вращающееся магнитное поле. С этой целью на статоре помещают еще вспомогательную обмотку, пространственно сдвинутую относительно главной (рабочей) обмотки на половину полюсного шага. Возможность такого размещения указанной обмотки определяется тем, что главная обмотка обычно занимает лишь $1/2 \div 3/4$ числа пазов статора. Поэтому в незанятые его пазы размещают вспомогательную обмотку *ВО* с соответствующим сдвигом относительно главной *ГО*. Для обеспечения сдвига фаз между токами этих обмоток во вспомогательную обмотку включают или конденсатор *С* (рис. 36.5), или активное сопротивление. Однофазные асинхронные двигатели с вспомогательной обмоткой на статоре можно подразделить на следующие типы:

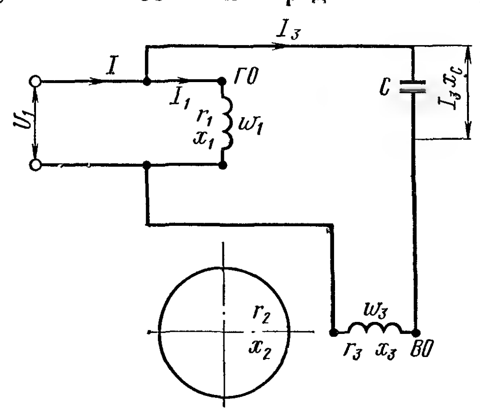


Рис. 36.5. Схема включения однофазного конденсаторного двигателя

1) конденсаторные — с постоянно включенным конденсатором во вспомогательную обмотку (см. рис. 36.5);

2) с конденсаторным пуском — с включением конденсатора во вспомогательную обмотку лишь на время пуска;

3) с реостатным пуском — с включением добавочного активного сопротивления во вспомогательную обмотку на время пуска;

4) с расщепленными или экранированными полюсами (см. рис. 36.7).

Первые три типа однофазных асинхронных двигателей выполняют с двумя отдельными однофазными обмотками, распределенными в пазах статора и взаимно сдвинутыми по его окружности на половину полюсного шага; четвертый тип двигателя — с явнополюсным статором с сосредоточенной обмоткой и короткозамкнутыми пусковыми витками на частях полюсов.

§ 36.2. Однофазные конденсаторные асинхронные двигатели

На рис. 36.5 представлена принципиальная схема включения однофазного конденсаторного асинхронного двигателя. На статоре данного двигателя размещаются две обмотки — главная и вспомогательная, взаимно сдвинутые по его окружности на половину полюсного шага или 90 эл. град. Ротор двигателя выполняют с беличьей клеткой. Как уже отмечалось, однофазные асинхронные двигатели могут быть конденсаторными и с конденсаторным пуском. В первом случае главная и вспомогательная обмотки занимают каждая по половине общего числа пазов статора и в общем случае имеют разное число витков w_1 и w_3 (см. рис. 36.5). В двигателе с конденсаторным пуском главная обмотка обычно занимает 2/3 $\div$ 3/4 общего числа пазов статора, а остальные заполняются вспомогательной обмоткой.

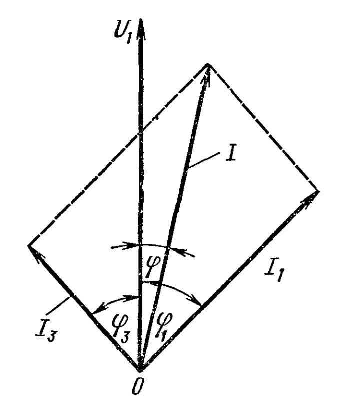


Рис. 36.6. Диаграмма токов статора однофазного конденсаторного двигателя

Однофазные конденсаторные асинхронные двигатели общего применения обычно работают в различных условиях эксплуатации в установившемся режиме. На рис. 36. 6 представлена диаграмма потребляемых токов обмотками статора, при этом емкость конденсатора в цепи вспомогательной обмотки выбирают из условия, чтобы при номинальной нагрузке двигателя угол сдвига между токами был $\varphi_1 + \varphi_3 = \pi/2$. Тогда при равных значениях м.д.с. обмоток статора $F_1 = F_3$ в конденсаторном двигателе образуется круговое вращающееся магнитное поле. Однако при неполной нагрузке двигателя угол между токами $(\varphi_1 + \varphi_3) \neq \pi/2$ и вращающееся поле становится эллиптическим. Следовательно, для получения кругового вращающегося поля в рабочем режиме и при пуске двигателя величина емкости конденсатора во вспомогательной обмотке должна быть разной: при пуске двигателя она больше, чем при работе.

Как видно из диаграммы токов (см. рис. 36.6), в конденсаторном асинхронном двигателе общий ток I, потребляемый обеими обмотками

статора, сдвинут относительно напряжения U_1 питания на небольшой угол φ и, следовательно, общий коэффициент $\cos\varphi$ мощности этого двигателя практически близок к единице.

§ 36.3. Однофазные асинхронные двигатели с экранированными полюсами

Однофазные асинхронные двигатели с расщепленными или экранированными полюсами имеют явнополюсный статор с сосредоточенной обмоткой возбуждения и короткозамкнутыми пусковыми витками на частях полюсов и ротор с беличьей клеткой. Магнитная система статора этих двигателей выполняется двух- и четырехполюсной или более в зависимости от требуемой скорости вращения. Диапазон мощностей двигателей с экранированными полюсами составляет от долей до нескольких сотен ватт при частотах питания 50 и 400 Гц. Эти двигатели используют для привода вентиляторов, мелких станков и прочих общих и специальных целей.

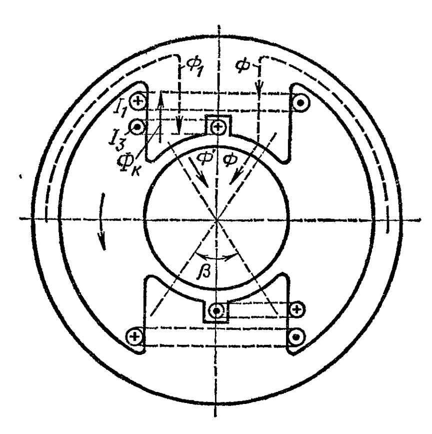


Рис. 36.7. Однофазный асинхронный двигатель с экранированными полюсами

На рис. 36.7 представлена конструкция двухполюсного однофазного асинхронного двигателя с экранированными полюсами. На полюсах этого двигателя располагается обмотка возбуждения, а на частях их — короткозамкнутые пусковые витки. Эти витки создают временной сдвиг по фазе между полями двух половин полюсного наконечника. В результате этого и наличия пространственного сдвига β между осями указанных половин полюса вдоль их дуги образуется результирующее эллиптическое вращающееся магнитное поле. Возникновение временного сдвига между полями Ф и Ф′ под влиянием короткозамкнутых витков показано на диаграмме этих полей (см. рис. 30.6), а образование эллиптического вращающегося поля в результате сложения указанных полей — на рис. 30.7.

Вращающееся магнитное поле индуцирует в беличьей клетке ротора токи, взаимодействие которых с данным полем создает пусковой и вращающий моменты двигателя. Двигатель с экранированными полюсами является нереверсивным. Как показано на рис. 36.7, его ротор вращается от неэкранированной части полюса к экранированной короткозамкнутым витком.

В целях уменьшения искажения формы кривой распределения результирующего эллиптического вращающегося магнитного поля в воздушном зазоре рассматриваемого явнополюсного асинхронного двигателя между его полюсными наконечниками предусматриваются

магнитные шунты в виде тонких пакетов из листовой стали. Толщина этих пакетов по оси вала обычно значительно меньше толщины пакета полюса.

ГЛАВА XXXVII

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

§ 37.1. Общие сведения

Исполнительные управляемые асинхронные двигатели малой мощности, как и рассмотренные в гл. VIII исполнительные двигатели постоянного тока, находят широкое и разнообразное применение в современных автоматических системах для целей управления и регулирования. Принципиальные электрические схемы исполнительных асинхронных двигателей представлены на рис. 37.1 и 37.4. На статоре такого двигателя размещаются две однофазные обмотки с разным числом витков w_1 и w_3, взаимно сдвинутые по окружности статора на половину полюсного шага, или 90 эл. град, согласно осям d и q. Одну из этих обмоток с числом витков w_1 называют *обмоткой возбуждения*, включена она в однофазную сеть переменного тока; другую с числом витков w_3 — *обмоткой управления*. Одна обмотка *1* является главной, другая *3* — вспомогательной. Для приведения ротора *2* двигателя во вращение к последней подводится управляющее напряжение $U_у$ или от другого источника, или от той же сети через потенциометр (см. рис. 37.4). При этом для образования в двигателе вращающегося магнитного поля и, следовательно, вращающего момента между напряжениями возбуждения $U_в$ и управления $U_у$ должен быть сдвиг по фазе. Для управления исполнительными двигателями можно использовать три способа изменения управляющего напряжения: амплитудный, фазовый и амплитудно-фазовый.

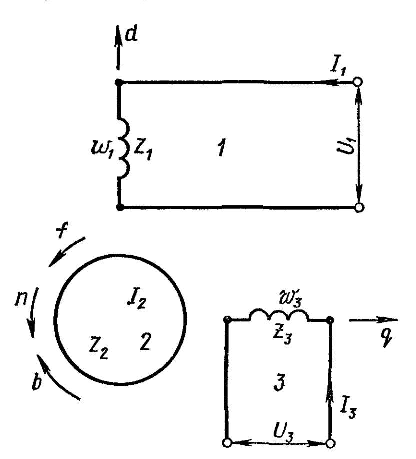


Рис. 37.1. Схема управляемого асинхронного двигателя

При амплитудном способе управления двигателем к обмотке управления подводится напряжение $U_у$, изменяющееся по амплитуде (величине) и сдвинутое по фазе на 90° относительно напряжения возбуждения $U_в$ (рис. 37.2,*а*).

В случае фазового управления двигателем к обмотке управления подводится постоянное по амплитуде напряжение $U_у$, но изменяю-

щееся по фазе на угол ψ относительно напряжения возбуждения $U_в$ (рис. 37.2,*б*).

Схема, изображенная на рис. 37.4, относится к случаю амплитудно-фазового способа управления двигателем. В ней при изменении величины управляющего напряжения $U_у$ с помощью потенциометра изменяется также угол ψ сдвига между напряжениями $U_в$ и $U_у$ (рис. 37.2,*в*). Этот сдвиг обусловлен включениями конденсатора в цепь обмотки возбуждения, напряжение на зажимах которого изменяется при регулировании скорости вращения двигателя.

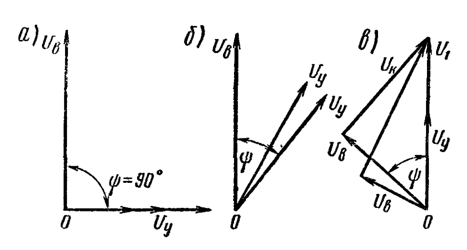


Рис. 37.2. Диаграммы напряжений при разных способах управления двигателем

Анализ рабочего процесса исполнительного асинхронного двигателя в системах автоматики при разных способах управления показывает, что при амплитудном и амплитудно-фазовом управлениях двигателем его механические и регулировочные характеристики соответственно практически мало отличаются друг от друга по форме. Фазовое же управление этим двигателем применяется сравнительно редко из-за сложности схемы управления и потребления двигателем повышенной мощности управления при малых управляющих сигналах, В связи с этим далее рассматривается рабочий процесс исполнительного асинхронного двигателя только при амплитудно-фазовом способе управления по схеме, изображенной на рис. 37.4, как наиболее простом и удобном.

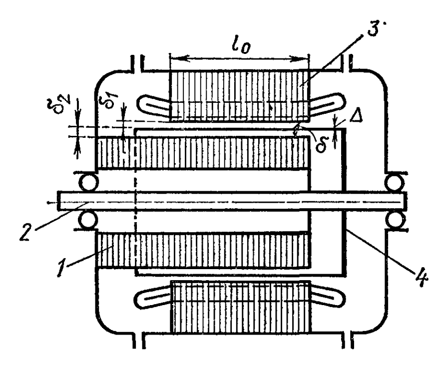


Рис. 37.3. Схема конструкции асинхронного двигателя с немагнитным полым ротором:

1 — неподвижный сердечник ротора; *2* — вал; *3* — пакет статора; *4* — тонкостенный цилиндр

Роторы исполнительных асинхронных двигателей выполняют обычно двух типов: с беличьей клеткой (см. рис. 32.1) и в виде тонкостенного немагнитного полого цилиндра (рис. 37.3). При этом роторы с беличьей клеткой обычно имеют скос пазов для уменьшения влияния высших пространственных гармоник поля на вращающий момент двигателя. По конструктивному оформлению исполнительные асинхронные двигатели с беличьей клеткой отличаются от обычных асинхронных двигателей тем, что они имеют относительно малый диаметр ротора и увеличенную длину по оси вала. Эта особенность конструкции исполнительного двигателя обусловлена необходимостью уменьшить механическую инерционность ротора для повышения быстродействия двигателя в автоматических системах. Если в обычных асин-

хронных двигателях малой мощности отношение длины l_0 пакета статора к его внутреннему диаметру D_1 составляет $l_0/D_1 = 0,6 \div 1,4$, то в исполнительных двигателях это отношение $l_0/D_1 = 1,6 \div 2,4$. Воздушный зазор между статором и ротором в этих двигателях составляет обычно величину $\delta = 0,05 \div 0,20$ мм.

Исполнительные асинхронные двигатели малой мощности с беличьей клеткой ротора строят в диапазоне мощностей от долей до нескольких десятков ватт. Благодаря указанным особенностям конструктивного оформления они обладают сравнительно малой инерционностью и достаточной скоростью быстродействия при управлении ими в автоматических устройствах.

На рис. 37.3 представлена схематически конструкция управляемого асинхронного двигателя с немагнитным полым ротором. Этот двигатель имеет обыкновенный статор с пазами и двумя распределенными в них обмотками, неподвижный сердечник ротора, укрепленный на одном из подшипниковых щитов, и вращающийся ротор в виде тонкостенного немагнитного полого металлического цилиндра. Этот цилиндр вращается в воздушном зазоре между внутренним диаметром статора и наружной поверхностью неподвижного сердечника ротора. Статор и неподвижный сердечник ротора представляют собой пакеты, собранные из листовой электротехнической стали. Сердечник ротора в этом двигателе не имеет пазов и выполняет только роль магнитопровода.

В целях получения минимальной механической инерционности данного двигателя его вращающийся тонкостенный цилиндр обычно выполняют из алюминия с толщиной стенок $\Delta = 0,3 \div 0,6$ мм. Воздушные зазоры между цилиндром, статором и неподвижным сердечником ротора составляют $\delta_1 = \delta_2 = 0,15 \div 0,20$ мм, поэтому общий воздушный зазор в двигателе $\delta = \delta_1 + \Delta + \delta_2 = 0,6 \div 1,0$ мм (см. рис. 37.3). Следовательно, по сравнению с асинхронным двигателем с беличьей клеткой воздушный зазор в данном двигателе значительно больше, что обусловливает относительное увеличение габаритов и массы этих двигателей. В связи с этим исполнительные асинхронные двигатели с немагнитным полым ротором по условиям ограничения габаритов целесообразно строить в диапазоне мощностей от долей до нескольких ватт.

§ 37.2. Рабочий процесс управляемого конденсаторного асинхронного двигателя

Рабочий процесс однофазного конденсаторного асинхронного двигателя с вспомогательной или управляющей обмоткой на статоре может быть рассмотрен на основе метода двух вращающихся в противоположные стороны магнитных полей и метода симметричных составляющих. Метод вращающихся магнитных полей физически более нагляден, поэтому анализ процессов в указанном двигателе дается на его основе.

В отличие от рассмотренного однофазного конденсаторного асинхронного двигателя общего применения, в котором фазосдвигающий

конденсатор включается во вспомогательную обмотку (см. рис. 36.5), в исполнительном управляемом асинхронном двигателе этот конденсатор находится в цепи обмотки возбуждения или главной обмотки статора (рис. 37.4).

В основу исследования рабочего процесса управляемого асинхронного двигателя можно положить схему, изображенную на рис. 37.4, с сопротивлением конденсатора $Z_C = -jx_C$ в цепи обмотки возбуждения и управляющей обмоткой, присоединенной к той же сети, что и обмотка возбуждения. При этом для упрощения рассмотрения рабочего процесса в двигателе принимаются следующие допущения: напряжение питающей сети синусоидально, магнитная система двигателя ненасыщенная, две обмотки на статоре взаимно сдвинуты на 90 эл. град; воздушный зазор между статором и ротором *2* равномерный и короткозамкнутая обмотка ротора симметрична.

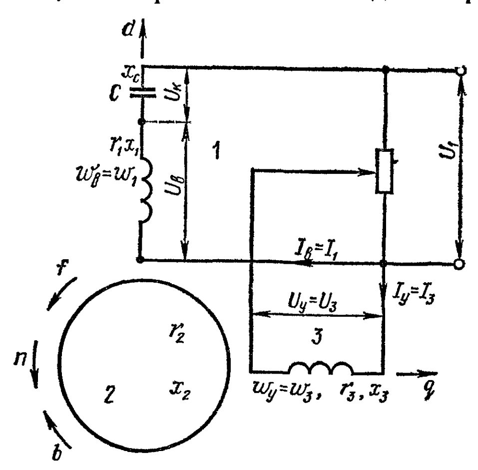


Рис. 37 4. Схема управляемого конденсаторного асинхронного двигателя

Однофазные обмотки возбуждения и управления исполнительного асинхронного двигателя создают в нем пульсирующие во времени и неподвижные в пространстве м. д. с. $\dot{F}_1$ и $\dot{F}_3$, амплитуды основных гармоник которых определяются уравнением (25.5). В соответствии с гл. XXXVI эти м. д. с. можно представить в виде двух вращающихся в противоположные стороны м. д. с. с половинной амплитудой: $\dot{F}_{1f}$ и $\dot{F}_{1b} = \dot{F}_1/2$, $\dot{F}_{3f}$ и $\dot{F}_{3b} = \dot{F}_3/2$. Созданные ими магнитные поля вызовут в многофазной обмотке ротора соответствующие токи $\dot{I}_f$ и $\dot{I}_b$ и вращающиеся м. д. с. $\dot{F}_{2f}$ и $\dot{F}_{2b}$. Если ориентировать амплитуды м. д. с. обмотки управления относительно оси *d* обмотки возбуждения, то амплитуды результирующих вращающихся м. д. с., создаваемых токами всех обмоток двигателя:

$$\left.\begin{aligned} \dot{F}_{0f} &= \dot{F}_{1f} + \dot{F}_{2f} + \dot{F}_{3f} = (0{,}9k_{об1}w_1/2p)\,(\dot{I}_1 + \dot{I}_f' + j\dot{I}_3'); \\ \dot{F}_{0b} &= (0{,}9k_{об1}w_1/2p)\,(\dot{I}_1 + \dot{I}_b' - j\dot{I}_3'), \end{aligned}\right\} \quad (37.1)$$

где I_3', I_f' и I_b' — токи обмоток управления и ротора, приведенные к числу витков обмотки возбуждения; $k_{об1}$ и w_1 — обмоточный коэффициент и число витков обмотки возбуждения; p — число пар полюсов этой обмотки.

Результирующие м. д. с. $\dot{F}_{0f}$ и $\dot{F}_{0b}$ создают амплитуды прямо Φ_f и обратно Φ_b вращающихся магнитных полей в воздушном зазоре двигателя, при этом $\Phi_f \equiv F_{0f}$ и $\Phi_b \equiv F_{0b}$. Эти поля индуцируют в обмотках двигателя следующие э. д. с.:

1. Э. д. с. в неподвижном роторе, приведенные к числу витков обмотки возбуждения:

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}'_{2f} &= -Z_м\left(\dot{I}_1 + \dot{I}'_f + j\dot{I}'_3\right); \\ \dot{E}'_{2b} &= -Z_м\left(\dot{I}_1 + \dot{I}'_b - j\dot{I}'_3\right), \end{aligned}\right\} \tag{37.2}$$

где $Z_м = -jx_м$ — сопротивление намагничивания, приведенное к обмотке возбуждения.

Э. д. с. короткозамкнутого ротора можно представить также в виде

$$\dot{E}'_{2f} = Z'_{2f}\dot{I}'_f \text{ и } \dot{E}'_{2b} = Z'_{2b}\dot{I}'_b, \tag{37.3}$$

где

$$Z'_{2f} = (r'_2/s) + jx'_2 \text{ и } Z'_{2b} = [r'_2/(2-s)] + jx'_2,$$

при этом $s = (\omega_1 - \omega_2)/\omega_1$ — скольжение.

2. Э. д. с. в обмотке возбуждения

$$\dot{E}_{1f} = \dot{E}'_{2f}; \quad \dot{E}_{1b} = \dot{E}'_{2b},$$

или с учетом уравнений (37.2) и (37.3):

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_{1f} &= -(\dot{I}_1 + j\dot{I}'_3)\,Z_f; \\ \dot{E}_{1b} &= -(\dot{I}_1 - j\dot{I}'_3)\,Z_b, \end{aligned}\right\} \tag{37.4}$$

где полные сопротивления параллельного соединения сопротивлений намагничивающего контура $Z_м$ и короткозамкнутой обмотки ротора Z'_{2f} и Z'_{2b} для прямого и обратного полей будут:

$$\left.\begin{aligned} Z_f &= Z_м Z'_{2f}/(Z_м + Z'_{2f}) = R_f + jX_f; \\ \dot{I}'_f &= -\left(\dot{I}_1 + j\dot{I}'_3\right)\left(Z_f/Z'_{2f}\right); \\ Z_b &= Z_м Z'_{2b}/\left(Z_м + Z'_{2b}\right) = R_b + jX_b; \\ \dot{I}'_b &= -\left(\dot{I}_1 - j\dot{I}'_3\right)\left(Z_f/Z'_{2b}\right), \end{aligned}\right\} \tag{37.5}$$

при этом

$$\left.\begin{aligned} R_f &= (r'_2/s)\,x_м^2/\left[r'^2_2/s^2 + (x'_2 + x_м)^2\right]; \\ X_f &= \left[x'_2 x_м^2 + x_м\left(r'^2_2/s^2 + x'^2_2\right)\right]/\left[r'^2_2/s^2 + (x'_2 + x_м)^2\right]. \end{aligned}\right\} \tag{37.5a}$$

Для обратного поля при определении сопротивлений R_b и X_b можно применить уравнение (37.5а) с заменой в них s на $(2 - s)$.

Общая э. д. с. обмотки возбуждения статора с учетом (37.4)

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_{1f} + \dot{E}_{1b} = -\dot{I}_1(Z_f + Z_b) - j\dot{I}'_3(Z_f - Z_b). \qquad (37.6)$$

3. Э. д. с. в обмотке управления, приведенные к числу витков обмотки возбуждения и с учетом сдвига 90° между осями обмоток:

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}'_{3f} &= -j\dot{E}_{1f} = +j\left(\dot{I}_1 + j\dot{I}'_3\right)Z_f; \\ \dot{E}'_{3b} &= +j\dot{E}_{1b} = -j\left(\dot{I}_1 - j\dot{I}'_3\right)Z_b \end{aligned}\right\} \qquad (37.7)$$

и общая э. д. с. этой обмотки с учетом уравнений (37.7)

$$\dot{E}'_3 = \dot{E}'_{3f} + \dot{E}'_{3b} = +j\dot{I}_1(Z_f - Z_b) - \dot{I}'_3(Z_f + Z_b). \qquad (37.8)$$

Уравнения равновесия э. д. с. для цепей обмоток возбуждения и управления (см. рис. 37.4):

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 + \dot{E}_1 &= \dot{I}_1(Z_1 + Z_C); \\ \dot{U}'_3 + \dot{E}'_3 &= \dot{I}'_3 Z'_3. \end{aligned}\right\} \qquad (37.9)$$

При совместном решении (37.9) относительно потребляемых двигателем токов с учетом уравнений (37.6) и (37.8):

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\dot{U}_1\,(R_3 + jX_3) - j\dot{U}'_3\,(R_0 + jX_0)}{[R_1 + j\,(X_1 - x_C)]\,(R_3 + jX_3) - (R_0 + jX_0)^2}; \\ \dot{I}'_3 &= \frac{\dot{U}'_3\,[R_1 + j\,(X_1 - x_C)] + j\dot{U}_1\,(R_0 + jX_0)}{[R_1 + j\,(X_1 - x_C)]\,(R_3 + jX_3) - (R_0 + jX_0)^2}, \end{aligned}\right\} \qquad (37.10)$$

где

$$\left.\begin{aligned} R_0 &= R_f - R_b; \quad X_0 = X_f - X_b; \\ R_1 &= r_1 + R_f + R_b; \quad X_1 = x_1 + X_f + X_b; \\ R_3 &= r'_3 + R_f + R_b; \quad X_3 = x'_3 + X_f + X_b; \end{aligned}\right\} \qquad (37.11)$$

$x_C = 10^6/(2\pi f_1 C)$, Ом; C — емкость конденсатора, мФ.

Из уравнений (37.10) видно, что в однофазном конденсаторном асинхронном двигателе при вращающемся роторе обмотки возбуждения и управления статора взаимно влияют друг на друга, так как потребляемые ими токи зависят как от напряжения и сопротивлений своей обмотки, так и от аналогичных величин другой обмотки.

Электромагнитный вращающий момент управляемого асинхронного двигателя обусловлен взаимодействием результирующего эллиптического вращающегося магнитного поля двух обмоток статора с токами в обмотке ротора. Физически это поле можно представить состоящим из двух вращающихся в противоположные стороны магнитных полей Φ_f и Φ_b с разными амплитудами, как это было установлено при рассмотрении принципа действия однофазного асинхрон-

ного двигателя (см. рис. 36.3). В связи с этим полный электромагнитный вращающий момент управляемого асинхронного двигателя численно можно получить как разность двух моментов от прямого M_f и обратного — M_b полей.

Полный электромагнитный момент (Н · см) от поля:

прямого

$$M_f = I_f'^2 r_2' \cdot 10^2/(\omega_1 s), \qquad (37.12)$$

обратного

$$M_b = I_b'^2 r_2' \cdot 10^2/[\omega_1 (2-s)]. \qquad (37.13)$$

Результирующий полный электромагнитный вращающий момент (Н · см) управляемого асинхронного двигателя

$$M = M_f - M_b = (r_2' \cdot 10^2/\omega_1)\left[I_f'^2/s - I_b'^2/(2-s)\right]. \qquad (37.14)$$

Если воспользоваться для токов I_f' и I_b' их значениями из (37.5) и подставить их в уравнение (37.14), то после соответствующих преобразований получаем

$$M = (10^2/\omega_1)\left[\left(I_1^2 + I_3'^2\right)(R_f - R_b) + 2I_1 I_3' (R_f + R_b)\sin(\varphi_3 - \varphi_1)\right], \qquad (37.15)$$

где R_f и R_b — определяются по (37.5а); I_1 и I_3' — по (37.10); $\omega_1 = 2\pi f_1/p$ — синхронная угловая скорость поля, рад/с.

При пуске двигателя в ход, когда скольжение $s = 1$, сопротивления R_f и R_b, определенные по уравнениям (37.5а), одинаковы, т. е. $R_{fп} = R_{bп}$; тогда пусковой момент (Н · см) двигателя по уравнению (37.15)

$$M_п = (4 \cdot 10^2/\omega_1) R_{fп} I_{1п} I_{3п}' \sin(\varphi_{3п} - \varphi_{1п}), \qquad (37.16)$$

где пусковые токи $I_{1п}$ и $I_{3п}'$ определяют по уравнениям (37.10).

§ 37.3. Пусковые и рабочие свойства управляемого конденсаторного асинхронного двигателя

Принципиальная схема управляемого конденсаторного асинхронного двигателя представлена на рис. 37.4 В ней конденсатор включен в обмотку возбуждения, а регулируемое напряжение $U_у = U_з$ управляющей обмотки двигателя берется через потенциометр от той же питающей сети, что и для обмотки возбуждения. Следовательно, напряжения питающей сети U_1 и управляющей обмотки $U_з$ в этой схеме совпадают по фазе. Сопротивления обмоток управления и ротора здесь приведены к числу витков обмотки возбуждения.

Коэффициентом, или *кратностью, управляющего сигнала* по отношению к напряжению питающей сети называют величину

$$\alpha = U_y/U_1 = U_3/U_1, \qquad (37.17)$$

а *эффективным коэффициентом сигнала*-отношение

$$\alpha_e = U_3'/U_1 = k_e U_3/U_1 = k_e \alpha, \qquad (37.18)$$

где $k_e = k_{об1}w_1/(k_{об3}w_3)$ — коэффициент трансформации между обмотками возбуждения и управления.

Условие образования кругового вращающего магнитного поля в двигателе. При определенной емкости конденсатора в обмотке возбуждения управляемого двигателя и соответствующем режиме работы в нем возможно образование кругового вращающегося магнитного поля. Условием образования такого поля является отсутствие обратного поля или обратного тока I_b в роторе, т. е. должно $\dot{I}_b' = 0$, тогда, по уравнению (37.5), $\dot{I}_b' = -(\dot{I}_1 - j\dot{I}_3')(Z_b/Z_{2b}') = 0$ или $\dot{I}_1 = +j\dot{I}_3'$ и, следовательно, на основании уравнений (37.10) с учетом (37.18) после соответствующих преобразований получается величина управляющего сигнала при круговом поле

$$\alpha = (X_3 + X_0)/[k_e(R_1 + R_0)] \qquad (37.19)$$

и необходимое реактивное сопротивление (Ом) конденсатора

$$x_C = [(R_1 + R_0)(R_3 + R_0) + (X_1 + X_0)(X_3 + X_0)]/(X_3 + X_0). \qquad (37.20)$$

Для получения кругового поля при пуске исполнительного двигателя, когда скольжение $s = 1$ и $R_0 = X_0 = 0$, значения управляющего сигнала и реактивного сопротивления (Ом) конденсатора будут:

$$\alpha_п = X_3/(k_e R_1); \quad x_C = (R_1 R_3 + X_1 X_3)/X_3. \qquad (37.21)$$

Основные характеристики управляемого конденсаторного асинхронного двигателя. Работа этого двигателя в различных схемах автоматического управления и регулирования определяется следующими характеристиками двигателя:

механической

$$M = f(q) \text{ при } U_3 = \text{const или } \alpha = \text{const};$$

регулировочной

$$q = f(U_3) \text{ или } q = f(\alpha) \text{ при } M = \text{const};$$

полной механической мощности

$$p_2 = f(q) \text{ при } U_3 = \text{const или } \alpha = \text{const}.$$

Здесь M — полный электромагнитный вращающий момент двигателя; $q = \omega_2/\omega_1$ — относительная скорость вращения ротора; U_3 — напряжение на зажимах обмотки управления; α — коэффициент управляющего сигнала.

Уравнение (37.15) для вращающего момента управляемого двигателя выражает зависимость его от сопротивлений обмоток и скорости вращения в неявной форме. В целях упрощения анализа явлений этот момент представлен далее приближенно без учета активных и индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток статора и индуктивного сопротивления ротора, т. е. при $r_1 = r_3' = 0$; $x_1 = x_3' = 0$ и $x_2' = 0$. Тогда, положив $\varepsilon = r_2'/x_м$; $q = \omega_2/\omega_1$; $s = 1 - q$ и $2 - s = 1 + q$, после соответствующих преобразований уравнения (37.15) получим

$$M \approx M_п \left\{1 - q^2 - q\left[\frac{\alpha_e\beta(\varepsilon^2 + q^2 + 1)}{2\varepsilon} + \frac{\varepsilon\left(1 + \alpha_e^2\right)}{2\beta\alpha_e} - \frac{\alpha_e(\varepsilon^2 + \beta)}{\varepsilon}\right]\right\}, \quad (37.22)$$

где пусковой момент (Н · см) двигателя

$$M_п = \frac{U_1^2\beta\alpha_e \cdot 10^2}{\omega_1 x_м\left[\varepsilon^2(1 - \beta)^2 + \beta^2\right]}, \quad (37.23)$$

при этом

$$\beta = x_C/(2x_м) \lesseqgtr 1; \quad \varepsilon = r_2'/x_м \lesseqgtr 1; \quad \alpha_e = k_e\alpha; \quad 0 \leqslant q < 1. \quad (37.23а)$$

В случае пуска в ход управляемого асинхронного двигателя при круговом вращающемся магнитном поле величины эффективного управляющего сигнала и сопротивления конденсатора, найденные по уравнениям (37.21) при $q = 0$,

$$\alpha_{eп} = \varepsilon; \quad x_{Cп} = 2x_м; \quad \beta = x_{Cп}/(2x_м) = 1. \quad (37.24)$$

Тогда вращающий момент (Н · см) при пуске двигателя с круговым вращающимся магнитным полем, по уравнениям (37.23) и (37.24),

$$M_{п.к} = U_1^2\varepsilon \cdot 10^2/(\omega_1 x_м). \quad (37.25)$$

Полный вращающий момент управляемого асинхронного двигателя в долях его пускового момента при круговом вращающемся поле по уравнениям (37.22), (37.23) и (37.25),

$$m = \frac{M}{M_{п.к}} = \frac{\beta\alpha_e}{\varepsilon\left[\varepsilon^2(1 - \beta)^2 + \beta^2\right]}\left\{1 - q^2 - q\left[\frac{\alpha_e\beta(\varepsilon^2 + q^2 + 1)}{2\varepsilon} + \frac{\varepsilon\left(1 + \alpha_e^2\right)}{2\beta\alpha_e} - \frac{\alpha_e(\varepsilon^2 + \beta)}{\varepsilon}\right]\right\}. \quad (37.26)$$

Полная механическая мощность двигателя в долях электромагнитной мощности при пуске

$$p_2 = qm, \quad (37.27)$$

где m определяется по уравнению (37.26).

На рис. 37.5 по уравнению (37.26) построены механические характеристики управляемого асинхронного двигателя $m = f(q)$ при относительном активном сопротивлении ротора $\varepsilon = r_2'/x_м = 1$, сопротивлении конденсатора в цепи возбуждения $\beta = x_C/(2x_м) = 1$ и разных значениях эффективного управляющего сигнала $\alpha_e = k_e(U_з/U_1)$.

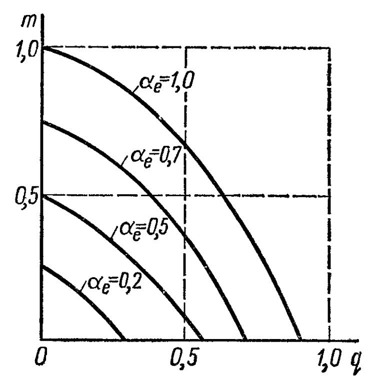


Рис. 37.5. Механические характеристики управляемого конденсаторного асинхронного двигателя

На рис. 37.6 с помощью кривых, изображенных на рис. 37.5, построены при приведенных ранее значениях ε и β регулировочные характеристики $q = f \times (\alpha_e)$ этого же двигателя при моменте $m = \mathrm{const}$.

На рис. 37.7 по уравнению (37.27) построены кривые зависимости полной механической мощности $p_2 = f(q)$ управляемого асинхронного двигателя от относительной скорости вращения ротора при $\varepsilon = 1$, $\beta = 1$ и разных значениях сигнала α_e. Как видно из рисунка, величина механической мощности двигателя существенно зависит от значения эффективного сигнала α_e.

Условие отсутствия самохода ротора управляемого асинхронного двигателя. Одним из важных свойств управляемого асинхронного двигателя в схемах автоматики должно быть отсутствие так называемого самохода ротора при снятии сигнала с управляющей обмотки. В этом случае ротор должен останавливаться без применения каких-либо тормозящих устройств. Это требование выполняется при высоком активном сопротивлении r_2' ротора, когда критическое скольжение

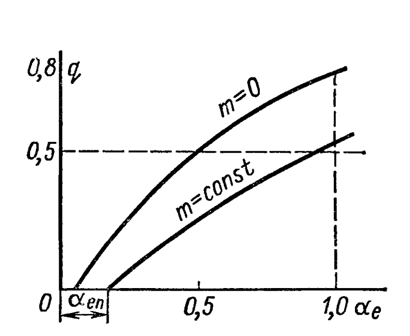


Рис. 37.6. Регулировочные характеристики управляемого конденсаторного асинхронного двигателя

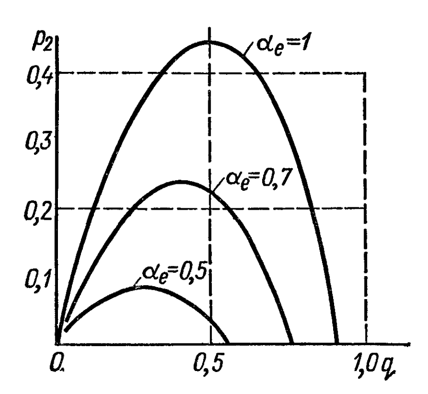


Рис 37.7. Кривые зависимости полной механической мощности управляемого конденсаторного асинхронного двигателя от относительной скорости вращения ротора

по отношению к прямому вращающемуся полю имеет значение, бо́льшее единицы, это получается при условии

$$r_2'/x_м \geqslant 1. \qquad (37.28)$$

В следящих системах с управляемыми асинхронными двигателями снятие сигнала с управляющей обмотки статора может осуществляться двумя способами: уменьшением управляющего напряжения до нуля без размыкания цепи управления или отключения этого напряжения размыканием указанной цепи. В первом случае цепь управления остается замкнутой на сопротивление усилительного устройства, а во втором — на бесконечно большое сопротивление.

Торможение ротора двигателя при снятии сигнала имеет место в обоих случаях, если момент двигателя $M = M_f - M_b \leqslant 0$. Это соотношение обеспечивается выбором критического скольжения, значительно бо́льшего единицы при проектировании двигателя, что практически выражается уравнением (37.28).

Однако в некоторых управляемых асинхронных двигателях самоход ротора может наблюдаться и при выполнении условия (37.28), что вызывается различными несимметриями в магнитной системе двигателя по технологическим и другим причинам.

ГЛАВА XXXVIII

АСИНХРОННЫЕ ТАХОГЕНЕРАТОРЫ

Асинхронные тахогенераторы, как и тахогенераторы постоянного тока, используются для измерения скорости вращения валов, а также для выработки ускоряющих и замедляющих сигналов в автоматических устройствах. По конструктивному исполнению асинхронный тахогенератор подобен рассмотренному выше асинхронному двигателю с немагнитным полым ротором (см. рис. 37.3). Он также состоит из статора и неподвижного сердечника ротора, в воздушном зазоре между которыми вращается тонкостенный немагнитный полый цилиндр (рис. 38.1). На статоре этого генератора помещаются две однофазные обмотки, взаимно сдвинутые по его окружности на половину полюсного шага. Одна из этих обмоток с числом витков w_1 является обмоткой возбу-

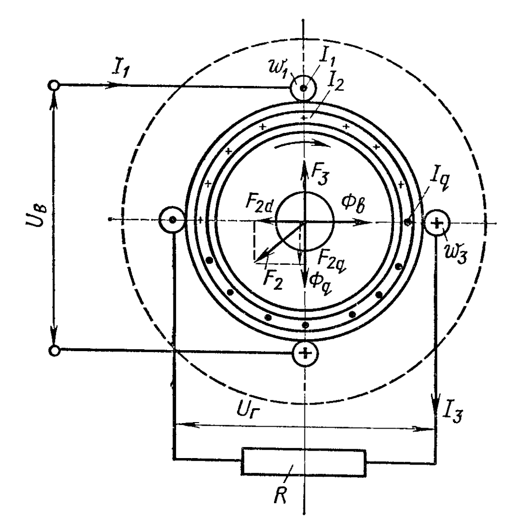


Рис. 38.1. Асинхронный тахогенератор

ждения, а другая с числом витков w_3 — генераторной. Генераторная обмотка обычно включается на измерительный прибор или усилительную схему с сопротивлением 2000 ÷ 4000 Ом или более.

При неподвижном роторе-цилиндре в генераторной обмотке статора э. д. с. равна нулю, так как взаимная индукция между обмотками возбуждения и генераторной отсутствует вследствие взаимной перпендикулярности их осей. При вращении цилиндра его образующие пересекают пульсирующее магнитное поле $\Phi_в$ возбуждения и в них возникает э. д. с. вращения. Последняя вызовет в цилиндре ток I_q, создающий по оси генераторной обмотки пульсирующее поперечное поле Φ_q (см. рис. 38.1). Это поле, пульсируя с частотой вращения цилиндра по оси названной обмотки, индуцирует в ней э. д. с., пропорциональную скорости вращения цилиндра. На рис. 38.2 представлена кривая зависимости выходного напряжения $U_г$ асинхронного генератора от скорости вращения ротора-цилиндра. Вследствие изменения сопротивлений обмоток статора и цилиндра, а также реакции токов последнего на магнитное поле статора эта зависимость отклоняется от линейной. Лишь в начальной части ее наблюдается линейность, при относительно же большой скорости вращения она нарушается. Отклонение зависимости $U_г = f(n)$ от линейного характера называют *амплитудной погрешностью асинхронного тахогенератора.*

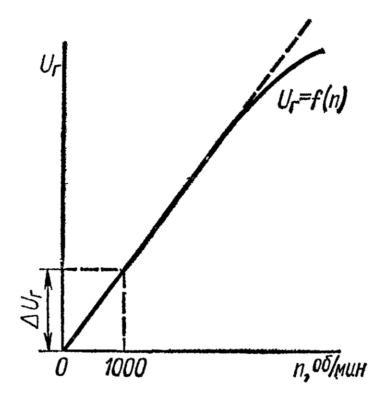


Рис 38 2. Кривая зависимости выходного напряжения асинхронного тахогенератора от скорости вращения

Это явление обусловливается следующими физическими причинами: асинхронный тахогенератор в принципе можно рассматривать как трансформатор с вращающейся короткозамкнутой вторичной обмоткой, в которой кроме трансформатороной э. д. с. от пульсации поля возбуждения $\Phi_в$ индуцируется еще и э. д. с. вращения от пересечения этого поля образующими цилиндра. Тонкостенный цилиндр представляет собой равномерно распределенную обмотку. Она не имеет определенной фиксированной оси, а направление ее магнитной оси в пространстве определяется результирующим распределением токов I_2 и I_q в цилиндре (см. рис. 38.1). При этом ток I_2 возникает от трансформаторной э. д. с. в цилиндре, а ток I_q обусловлен э. д. с. вращения. Поэтому при неподвижном состоянии цилиндра или вращающемся с постоянной скоростью в нем направление результирующей м. д. с. F_2 от указанных токов не изменяет своего положения в пространстве. При изменяющейся скорости вращения цилиндра эта м. д. с. изменяет свое положение в пространстве.

При установившемся режиме эту м. д. с. F_2 цилиндра можно разложить на две составляющие: продольную F_{2d} и поперечную F_{2q} (см. рис. 38.1). Первая составляющая, по закону Ленца, направлена

против м. д. с. F_1 возбуждения, а вторая создает поперечное поле Φ_q, индуцирующее э. д. с. в генераторной обмотке. При этом условии в тахогенераторе при нагрузке получается следующая зависимость магнитных полей от м. д. с.: поле возбуждения по продольной оси $\Phi_в \equiv (F_1 - F_{2d}) \equiv (w_1 I_1 - F_{2d})$; поле по поперечной оси $\Phi_q \equiv (F_{2q} - F_3) \equiv (F_{2q} - w_3 I_3)$.

Следовательно, при нагрузке асинхронного тахогенератора имеет место реакция токов I_2 и I_q цилиндра на магнитное поле $\Phi_в$ возбуждения и ответная реакция тока I_3 генераторной обмотки на поперечное поле Φ_q цилиндра. В результате этого взаимного демпфирования полей под влиянием реакции соответствующих токов и изменения сопротивлений обмоток возникает амплитудная погрешность тахогенератора, представляющая собой нарушение линейности зависимости выходного напряжения $U_г = f(n)$.

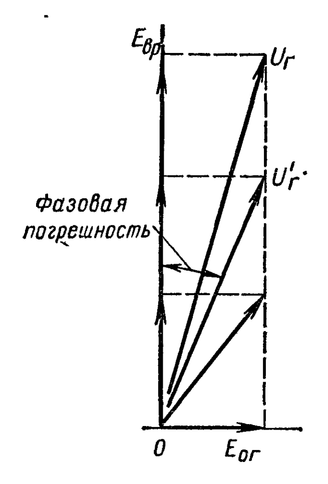


Рис. 38.3. Иллюстрация фазовой погрешности асинхронного тахогенератора

Однако кроме этой амплитудной погрешности от непостоянства сопротивлений обмоток и влияния реакции токов цилиндра асинхронный тахогенератор может иметь также еще дополнительную фазовую и амплитудную погрешности вследствие возможной незначительной неперпендикулярности осей двух обмоток статора по технологическим условиям их изготовления. В этом случае между обмотками имеет место некоторая взаимная индукция, благодаря чему в генераторной обмотке индуцируется малая трансформаторная э. д. с. $E_{0г}$ от пульсации поля $\Phi_в$ возбуждения (рис. 38.3). Эффективное значение этой э. д. с. остается постоянным независимо от того, вращается ли тонкостенный цилиндр или он неподвижен. При вращении цилиндра в генераторной обмотке индуцируется еще и э. д. с. $E_{вр}$ вращения от изменения поперечного поля Φ_q, которая пропорциональна его скорости вращения. В связи с этим, как видно из рис.38.3, результирующее выходное напряжение $U_г$ генераторной обмотки изменяется не только по величине, но и по фазе. При этом фазовая погрешность тем больше, чем меньше скорость вращения цилиндра.

Важной величиной для оценки свойств асинхронного тахогенератора является также крутизна прямой $U_г = f(n)$ выходного напряжения в зависимости от скорости вращения, представляющей собой величину нарастания выходного напряжения $\Delta U_г$ на 1000 об/мин (см. рис. 38.2). Эта величина в малых асинхронных генераторах обычно составляет 5÷10 В на 1000 об/мин или 5—10 мВ на 1 об/мин.

Диапазон измеряемых скоростей вращения указанных тахогенераторов находится в пределах от 0 до 8000÷10 000 об/мин.

ГЛАВА XXXIX

СЕЛЬСИНЫ

§ 39.1. Общие сведения

В настоящее время в различных отраслях промышленности, в особенности в специальной технике, широко применяют электрические системы синхронной передачи для цепей автоматического управления и регулирования. Под системой синхронной передачи понимают совокупность устройств, служащих для измерения или передачи на расстояние угловых перемещений или же для поддержания синхронного вращения двух или более осей, механически не связанных.

Система синхронной передачи состоит из командного, или ведущего, устройства, называемого *датчиком*, линии передачи и управляемого, или ведомого, устройства, называемого *приемником*.

Современные системы синхронной передачи состоят из электрических машин в сочетании с различными реле. В системах малой мощности для этой цели применяют индукционные или асинхронные машины. Эти машины за свою способность при определенных соединениях самосинхронизироваться получили название *сельсинов* (сокращение от английского слова self — synchronizing).

Применяют два вида индукционных систем синхронной передачи: трех- и однофазную. При этом в установках малой мощности используют главным образом однофазные системы синхронной передачи.

Трехфазные системы синхронной передачи применяют обычно для целей синхронизации вращения двух или более валов приводных двигателей, механически не связанных. Например, они находят применение в приводах разводных мостов, затворов шлюзов и т. д. Индукционные системы синхронной передачи применяют для: а) индикаторных целей — в этом случае на валу приемника находится только указательная стрелка; б) целей управления, когда приемник системы воздействует, например, на движок реостата, контакты следящей системы и пр.; в) целей дистанционного управления следящим приводом, когда приемник системы работает в трансформаторном режиме, воздействуя на усилительную схему следящего привода.

Следовательно, однофазная индукционная система синхронной передачи может работать в двух основных режимах: индикаторном и трансформаторном. При работе системы в индикаторном режиме основным действующим фактором в ней является электромагнитный момент, возникающий на валу сельсина-приемника и заставляющий его ротор следовать за ротором сельсина-датчика с некоторым углом θ рассогласования (рис. 39.1). Этот угол обусловлен наличием механического трения и нагрузки на валу приемника. При работе же системы в трансформаторном режиме главным фактором является выходное напряжение приемника, величина которого служит мерой угла рассогласования системы.

При повороте ротора датчика в разные положения ротор приемника также поворачивается и устанавливается в соответствующих положениях. Такой режим системы синхронной передачи называют *режимом поворота,* а угол рассогласования между осями роторов датчика и приемника в этом режиме — *статической ошибкой системы.*

При вращении ротора датчика с некоторой скоростью ротор приемника вращается с той же скоростью. Такой режим работы систе-

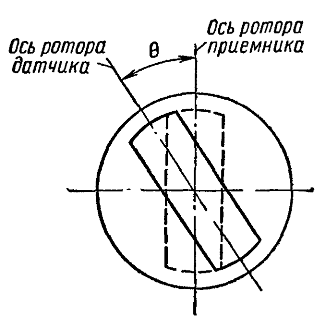


Рис. 39.1. Рассогласование осей роторов датчика и приемника

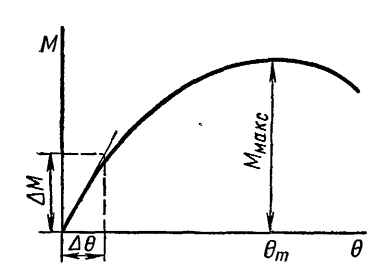


Рис. 39.2. Кривая электромагнитного момента приемника в зависимости от угла рассогласования

мы называют *режимом вращения,* или *динамическим режимом синхронной передачи,* а угол рассогласования между осями роторов машин в этом режиме — *динамической ошибкой системы.*

Качество или точность работы синхронной передачи в значительной мере определяется величиной удельного синхронизирующего момента на валу сельсина-приемника. Под удельным синхронизирующим моментом (Н · см/рад) понимают крутизну кривой электромагнитного момента приемника в ее начальной части или величину отношения (рис. 39.2).

$$m_{уд} = dM/d\theta \approx \Delta M/\Delta\theta. \qquad (39.1)$$

Из рис. 39.2 видно, что удельный синхронизирующий момент $m_{уд}$ на валу приемника представляет собой тангенс угла наклона характеристики электромагнитного момента $M = f(\theta)$ в ее начальной части. Чем больше величина $m_{уд} = dM/d\theta$, тем меньше при заданной нагрузке на валу приемника угол рассогласования между осями роторов датчика и приемника и, следовательно, тем выше точность работы системы синхронной передачи.

§ 39.2. Индукционная система синхронной передачи с трехфазными сельсинами

Принцип действия трехфазной системы синхронной передачи основывается на изменении по фазе вторичной э. д. с. E_2' датчика по отношению к вторичной э. д. с. E_2'' приемника (рис. 39.3). В этой си-

стеме применяют трехфазные сельсины, представляющие собой трехфазные асинхронные машины малой мощности с фазным ротором и контактными пальцами, конструктивно выполненными как обыкновенные асинхронные машины. В них обмотки статора обычно включают в трехфазную сеть неизменной частоты, а обмотки ротора являются обмотками синхронизации. С помощью контактных колец и щеток обмотки ротора двух или нескольких сельсинов соединяют между собой через трехфазную линию передачи.

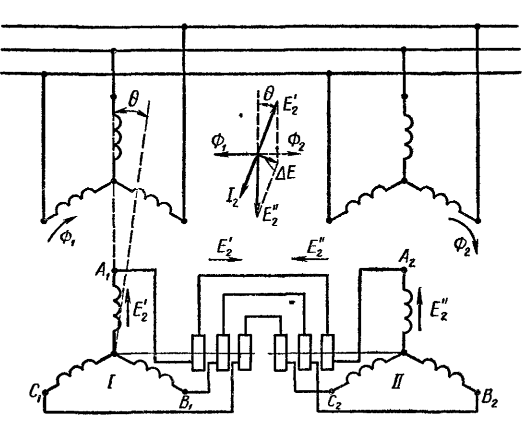


Рис. 39.3. Система синхронной передачи с трехфазными сельсинами

Схема трехфазной системы синхронной передачи представлена на рис. 39.3. В этой системе в случае одного датчика и одного приемника применяют идентичные трехфазные сельсины. В трехфазную питающую сеть включены обмотки статоров, а обмотки синхронизации — навстречу друг другу с соблюдением порядка следования фаз, как при параллельной работе синхронных машин.

В случае идентичных машин и одинаковом положении вторичных обмоток роторов по отношению к первичным ($\theta = 0$) э. д. с. обмоток роторов равны и направлены навстречу друг другу. Следовательно, тока в такой цепи при этом условии не будет.

При повороте ротора датчика на угол θ по направлению вращения магнитного поля диаграмма э. д. с. примет вид, изображенный на рис. 39.3 В цепи роторов возникнет уравнительный ток (А)

$$I_2 = \Delta E_2/(2z_2) \approx \Delta E_2/(2x_2), \qquad (39.2)$$

где z_2 — полное сопротивление одной фазы ротора, Ом.

Так как ток I_2 почти совпадает по фазе с э. д. с. E_2'' и сдвинут на угол, больший 90°, относительно э. д. с. E_2', то ротор приемника *II* находится в генераторном режиме, а ротор датчика *I* — в режиме приемника, что вызывает на их валах электромагнитные моменты разных знаков. В этом случае мощность из сети поступает в статор машины *II* и частично возвращается, за вычетом потерь, через статор машины *I* обратно в сеть.

Следует отметить, что при повороте в любую сторону относительно вращения поля на ротор датчика действует внутренний электромагнитный момент против направления поворота, а на ротор приемника — по направлению поворота. В случае непрерывного вращения

ротора датчика ротор приемника синхронно следует за ним с некоторым углом θ рассогласования, соответствующим тормозящему моменту на валу приемника.

§ 39.3. Индукционная система синхронной передачи с однофазными сельсинами

Принцип действия однофазной системы синхронной передачи основывается на изменении по величине вторичной э. д. с. $E_2' = E_ф \cos\gamma_1$ датчика по отношению к вторичной э. д. с. $E_2'' = E_ф \cos\gamma_2$ приемника (рис. 39.4).

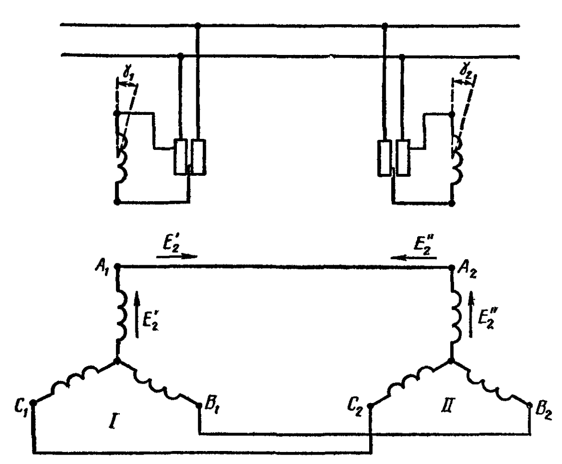


Рис. 39.4. Система синхронной передачи с однофазными сельсинами

В системах, работающих на однофазном переменном токе, применяют асинхронные машины или сельсины с однофазными первичными и трехфазными вторичными обмотками синхронизации. Однофазная обмотка контактных сельсинов может располагаться как на статоре, так и на роторе. Однако в целях уменьшения числа контактных колец и по другим причинам обычно однофазную обмотку располагают на роторе сельсина, а трехфазную — на статоре. Встречаются следующие разновидности выполнения однофазных контактных сельсинов:

а) с распределенной первичной обмоткой в пазах ротора и равномерным воздушным зазором (рис. 39.5);

б) то же, но с дополнительной короткозамкнутой обмоткой, сдвинутой относительно первичной на половину полюсного шага;

в) с первичной обмоткой на явнополюсном роторе (рис. 39.6);

г) с размещением первичной обмотки на явнополюсном статоре и трехфазной вторичной в пазах ротора с контактными кольцами.

В целях обеспечения самосинхронизации однофазные сельсины в индукционной системе в пределах полного оборота ротора выполняют только двухполюсными.

Конструкция однофазного контактного сельсина должна обеспечивать наибольшую статическую и динамическую точность синхронной передачи. Для этого сельсины-приемники должны обладать возможно большим удельным синхронизирующим моментом на валу и малым моментом трения.

Из всех разновидностей конструкций однофазных контактных сельсинов наибольшим преимуществом обладает конструкция с рас-

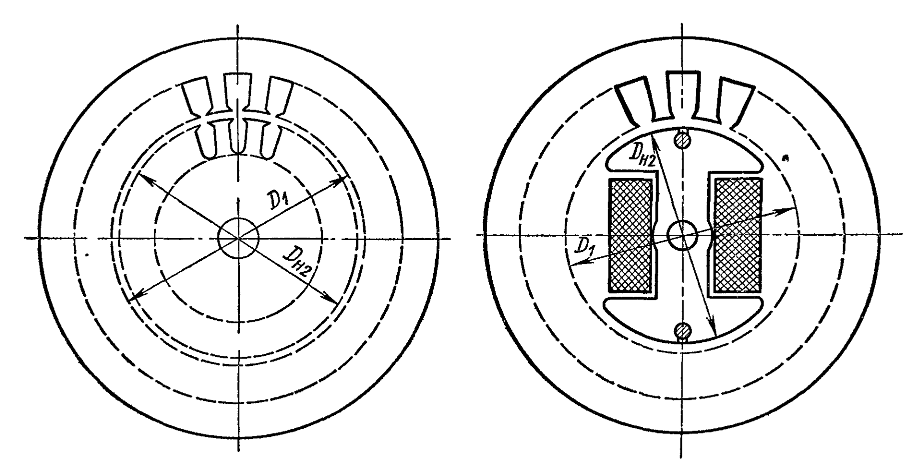


Рис. 39.5. Однофазный неявнополюсный сельсин

Рис. 39.6. Однофазный сельсин с явнополюсным ротором

положением первичной обмотки возбуждения на явнополюсном роторе и трехфазной обмотки синхронизации — в пазах статора (см. рис. 39.6). В этом случае имеется только два контактных кольца и достигается простота устройства успокоительной обмотки на роторе в виде короткозамкнутого витка.

На рис. 39 4 представлена схема индукционной системы синхронной передачи с однофазными сельсинами. Эта система при правом и левом вращении ротора датчика имеет одинаковую точность передачи угла. Далее рассматривается работа системы в индикаторном режиме

Однофазный переменный ток в первичных обмотках создает в каждом сельсине (см. рис. 39.4) пульсирующее однофазное поле, которое индуцирует во вторичных обмотках сельсинов три э д. с., совпадающие по фазе, но отличающиеся друг от друга по величине. Эта величина зависит от взаимного положения указанных обмоток относительно первичной. При одинаковом положении роторов датчика *I* и приемника *II* относительно соответствующих обмоток статоров э. д. с. последних взаимно уравновешиваются и ток в их цепи отсутствует. При повороте ротора датчика на угол γ_1 по отношению к ро-

тору приемника э. д. с. в их вторичных обмотках отличаются по величине, сохраняя одинаковую фазу. Вследствие этого в цепи этих обмоток возникают уравнительные токи вызывающие электромагнитные вращающие моменты в машинах. Эти моменты стремятся привести роторы сельсинов в одинаковое положение по отношению к обмоткам статоров Но так как ротор датчика обычно связан с задающим механизмом и не обладает свободой вращения то под влиянием указанного момента поворачивается всегда лишь ротор приемника в синхронное положение с ротором датчика с определенным углом рассогласования.

При рассогласовании роторов датчика и приемника в индукционной системе синхронной передачи с одинаковыми однофазными сельсинами (см. рис. 39.4) величины результирующих э. д. с. в соответствующих фазах обмоток синхронизации сельсинов, в предположении синусоидального распределения поля возбуждения в воздушном зазоре каждого из них, могут быть представлены следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} \Delta E_A &= E_2' - E_2' = E_ф(\cos\gamma_2 - \cos\gamma_1) = \\ &= 2E_ф \sin[(\gamma_1+\gamma_2)/2]\sin(\theta/2), \\ \Delta E_B &= 2E_ф \sin[(\gamma_1+\gamma_2)/2 - 120°]\sin(\theta/2); \\ \Delta E_C &= 2E_ф \sin[(\gamma_1+\gamma_2)/2 + 120°]\sin(\theta/2), \end{aligned}\right\} \quad (39.3)$$

где $\theta = \gamma_1 - \gamma_2$ — угол рассогласования между осями роторов датчика и приемника, град; $E_ф = 4{,}44k_{об2} f_1 w_2 \Phi_1$ — наибольшее эффективное значение фазной э. д с обмотки синхронизации В· при этом $k_{об2}$ и w_2 — обмоточный коэффициент и число витков фазы обмотки синхронизации, f_1 — частота питающей сети, Гц; Φ_1 — амплитуда магнитного поля первичной обмотки возбуждения сельсина, Вб.

Если при исследовании физических явлений в системе (см. рис 39.4) ограничиться рассмотрением статического режима ее работы при малых углах $\theta = \gamma_1 - \gamma_2$ рассогласования роторов сельсинов, то при условии пренебрежения реакцией уравнительных токов на обмотку возбуждения и принятия углов $\gamma_1 = 90° + (\theta/2)$, $\gamma_2 = 90° - (\theta/2)$ результирующие э. д с фазных обмоток из уравнения 39.3) будут:

$$\left.\begin{aligned} \Delta E_A &= 2E_ф \sin(\theta/2); \\ \Delta E_B &= -\Delta E_A/2; \\ \Delta E_C &= -\Delta E_A/2 \end{aligned}\right\} \quad (39.4)$$

Тогда уравнительные токи соответствующих фаз:

$$\left.\begin{aligned} I_A &= \Delta E_A/(2z_q) = (E_ф/z_q)\sin(\theta/2); \\ I_B &= I_C = -I_A/2, \end{aligned}\right\} \quad (39.5)$$

где $z_q = \sqrt{r_q^2 + x_q^2}$ — полное сопротивление одной фазы обмотки синхронизации сельсина по поперечной оси, Ом; r_q и x_q — активное и индуктивное сопротивления этой обмотки, Ом.

Уравнительные токи, согласно уравнениям (39.5), возникшие во вторичных трехфазных обмотках однофазных сельсинов, образуют в каждом из них результирующую м. д. с. Амплитуда этой м. д. с. в 3/2 раза больше амплитуды м. д. с. одной фазы и определяется формулой (см. § 25.2)

$$F_р = (3/2) F_A = (3/2)\, 1{,}8 k_{об2} w_2 I_A = (2{,}7 k_{об2} w_2 E_ф / z_q) \sin(\theta/2). \quad (39.6)$$

Если результирующие м. д. с. датчика и приемника разложить на продольную и поперечную составляющие по отношению к оси обмотки возбуждения, то

$$\left.\begin{aligned} F_d &= F_р \sin(\theta/2) = (2{,}7 k_{об2} w_2 E_ф / z_q) \sin^2(\theta/2); \\ F_q &= F_р \cos(\theta/2) = (2{,}7 k_{об2} w_2 E_ф / 2z_q) \sin\theta. \end{aligned}\right\} \quad (39\ 7)$$

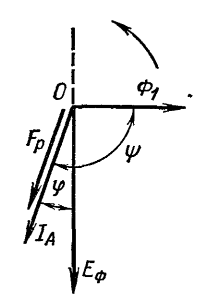


Рис. 39.7. Временна́я диаграмма для поля и других величин сельсина

Из уравнения (39.7) видно, что при малых углах θ рассогласования между осями роторов сельсинов продольная составляющая F_d результирующей м. д с. весьма мала по сравнению с F_q и ею без большой погрешности можно пренебречь. Следовательно, практически результирующая м.д.с. $F_р$ обмоток синхронизации от уравнительных токов является поперечной составляющей $F_р \approx F_q$, поэтому при определении этих токов по уравнениям (39.5) следует сопротивления указанных обмоток брать по поперечной оси.

На рис. 39 7 представлена временна́я диаграмма для первичного магнитного поля Φ_1 возбуждения, фазной э. д. с. $E_ф$ статора, тока I_A и результирующей м. д. с. $F_р$ статора Мгновенные значения величин поля и тока в предположении синусоидального их изменения во времени можно представить следующим образом:

$$\phi_1 = \phi_d = \Phi_1 \sin \omega t; \quad i_A = I_A \sqrt{2} \sin(\omega t - \psi) \quad (39.8)$$

Мгновенное значение электромагнитного момента (Н · см) на валу сельсина-приемника, обратного по знаку моменту датчика,

$$m = -c\phi_d i_q = -c\phi_1 (3/2)\, i_A \cos(\theta/2). \quad (39.9)$$

Средняя величина электромагнитного момента (Н · см) сельсина на основании уравнения (39.9) с учетом (39.8)

$$M = \frac{1}{T}\int_0^T m\,dt = -\frac{3\sqrt{2}}{4} c\Phi_1 I_A \cos\psi \cos\frac{\theta}{2}, \quad (39.10)$$

Для сельсина постоянная $c = 3k_{об2} w_2 \cdot 10^2/\pi$, ток из уравнения (39.5) $I_A = (E_ф/z_q)\sin(\theta/2)$, амплитуда поля возбуждения $\Phi_1 = E_ф/(4{,}44 k_{об2} f_1 w_2)$ и коэффициент мощности из диаграммы, изображенной на рис. 39.7, $\cos\psi = -\sin\varphi = -x_q/z_q$, тогда, по уравнению (39. 10),

электромагнитный момент (Н · см) на валу сельсина-приемника

$$M = (11{,}4/f_1)\, E_ф^2 \left[x_q/\left(r_q^2 + x_q^2\right)\right] \sin\theta. \qquad (39.11)$$

Удельный синхронизирующий момент (Н · см/рад) на валу сельсина-приемника

$$m'_{уд} = (dM/d\theta) = (11{,}4/f_1)\, E_ф^2 \left[x_q/\left(r_q^2 + x_q^2\right)\right] \cos\theta. \qquad (39.12)$$

Так как при малых углах рассогласования $\cos\theta \approx 1$, то для начальной части кривой электромагнитного момента $M = f(\theta)$ величина удельного синхронизирующего момента на градус (Н · см/град)

$$m_{уд} = (\pi/180°)\, m'_{уд} = (0{,}196/f_1)\, E_ф^2 \left[x_q/\left(r_q^2 + x_q^2\right)\right]. \qquad (39.13)$$

Таким образом, при рассогласовании между осями роторов однофазных сельсинов в индукционной системе синхронной передачи при индикаторном режиме работы уравнительные токи, возникающие в обмотках синхронизации, образуют в сельсинах электромагнитные моменты. Эти моменты стремятся расположить оси роторов датчика и приемника во взаимно синхронное положение с определенным углом рассогласования между ними.

Следует отметить, что кроме рассмотренной выше системы синхронной передачи с двумя однотипными однофазными сельсинами — датчиком и приемником — встречаются также системы передачи углов с параллельной работой нескольких однотипных приемников от одного датчика. В этом случае в качестве датчика берется сельсин повышенных размеров по сравнению с сельсином-приемником и с сопротивлениями обмотки синхронизации по поперечной оси r'_q и x'_q, меньшими чем у приемника r_q и x_q, так что $k = r'_q/r_q < 1$. Как показывает анализ работы такой системы в индикаторном режиме, удельный синхронизирующий момент (Н · см/град) на валу одного сельсина-приемника при параллельной работе n приемников

$$m_0 = m_{уд}\,[2/(1 + kn)], \qquad (39.14)$$

где $m_{уд}$ — удельный синхронизирующий момент на валу приемника, найденный по уравнению (39.13).

§ 39.4. Работа однофазной системы синхронной передачи в трансформаторном режиме

Однофазные системы синхронной передачи, в которых сельсин-приемник работает в трансформаторном режиме, получили применение как измерители угла рассогласования в следящих приводах. Они обеспечивают дистанционное измерение угла между ведущей и исполнительной осями сельсинов.

На рис. 39.8 представлена принципиальная схема синхронной передачи, в которой приемник работает в трансформаторном режиме В этой схеме однофазная обмотка приемника является генераторной, в которой индуцируется выходная э. д. с. Величина ее характеризу-

ет собой угол рассогласования между продольными осями роторов сельсинов. За согласованное положение однофазных роторов принимают такое, когда оси их обмоток взаимно перпендикулярны. В этом случае э. д. с. в обмотке ротора приемника *II* отсутствует. Обмотка же ротора датчика *I* создает пульсирующее магнитное поле, которое индуцирует в фазах трехфазной синхронизирующей обмотки его статора э. д. с. E_A, E_B, и E_C, разные по величине и совпадающие по фазе.

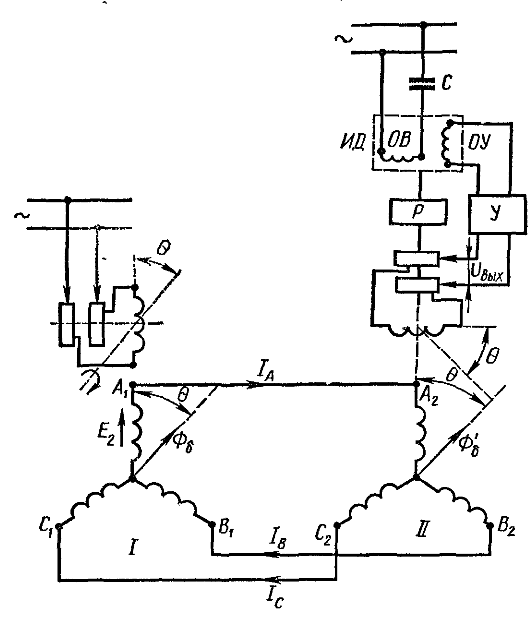


Рис. 39 8. Система однофазной синхронной передачи с трансформаторным сельсином

При синусоидальном распределении магнитного поля ротора в воздушном зазоре

$$\left.\begin{aligned} E_A &= E_ф \cos\theta; \\ E_B &= E_ф \cos(\theta - 120°); \\ E_C &= E_ф \cos(\theta + 120°), \end{aligned}\right\} \qquad (39.15)$$

где $E_ф$ — наибольшее эффективное значение фазной э. д. с. синхронизирующей обмотки, В; θ—угол между осью обмотки возбуждения ротора и осью фазы *A* статора датчика, град.

Эти э д. с. вызовут в трехфазной цепи сельсинов токи I_A, I_B и I_C, которые при прохождении по обмоткам статора приемника создадут в нем пульсирующее магнитное поле. Положение этого поля в приемнике по отношению к фазам его трехфазной обмотки будет таким же, как и в датчике. Если за начальное положение оси обмотки ротора датчика принять ее совпадение с осью фазы *A* статора (угол $\theta = 0$, см. рис. 39.8), то ось обмотки ротора приемника будет перпендикулярна к оси фазы *A* его статора. В этом случае пульсирующее поле статора приемника не индуцирует э. д. с. в обмотке его ротора. При повороте ротора датчика на угол θ пульсирующее поле приемника также поворачивается на тот же угол. В результате этого в его однофазной обмотке индуцируется э. д. с.

$$E_{вых} = E_ф \cos(90° + \theta) = E_ф \sin\theta. \qquad (39.16)$$

Эта э. д. с. подводится через усилитель *У* к обмотке управления *ОУ* исполнительного асинхронного двигателя *ИД* с обмоткой возбуждения *ОВ*, включенной через конденсатор *С*. Этот двигатель производит через редуктор *Р* согласование осей датчика и приемника, т. е. поворачивает ось ротора приемника на угол θ до полного исчезнове-

ния в его обмотке э. д. с. В результате этого исполнительный двигатель останавливается. С валом приемника обычно механически связан какой-нибудь исполнительный механизм.

Основное преимущество схемы синхронной передачи, работающей в трансформаторном режиме, по сравнению с индикаторной состоит в точной передаче угла при наличии значительного нагрузочного момента на валу приемника.

Основными показателями трансформаторного сельсина-приемника являются крутизна выходного напряжения или э. д. с. ΔE, выходное сопротивление $z_{вых}$, статическая и динамическая (или скоростная) погрешности.

Крутизна выходной э. д. с. генераторной обмотки приемника представляет собой приращение этой э. д. с., определенной по уравнению (39.16), при изменении угла рассогласования на 1° около положения согласования (В/град):

$$\Delta E = E_ф \sin 1° = 0{,}0175 E_ф. \qquad (39.17)$$

Обычно эта крутизна $\Delta E = 0{,}5 \div 2$ В/град.

§ 39.5. Однофазная система синхронной передачи с дифференциальным сельсином

При автоматизации управления различными механизмами находят применение также однофазные системы синхронной передачи угла с дополнительными промежуточными трехфазными асинхронными машинами, включаемыми последовательно во вторичную цепь системы. Дополнительная машина ничем не отличается по устройству от обычной трехфазной асинхронной машины с фазным ротором (см. рис. 32.2) и играет роль электрического дифференциала *II* (рис. 39.9). Подобная машина получила название *дифференциаль-*

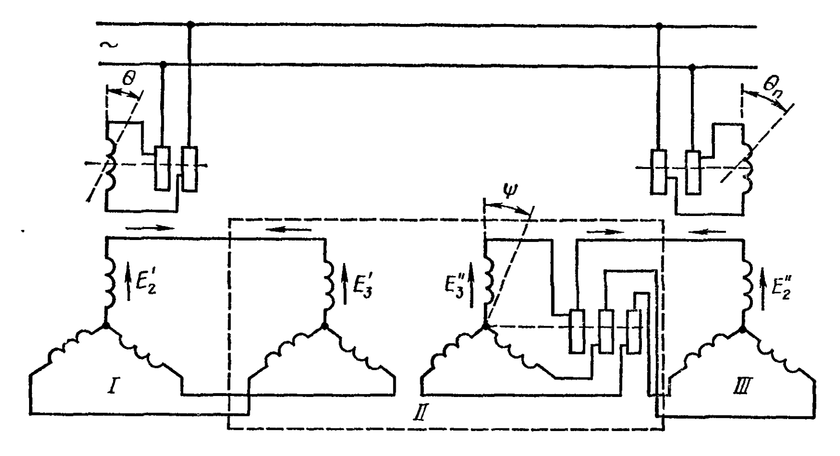


Рис. 39.9. Система однофазной синхронной передачи с дифференциальным сельсином

ного сельсина. Такая система применяется, например, для синхронного вращения механически не связанных валов — вала сельсина-датчика *I* и вала сельсина-приемника *III*. Последний приводит в движение специальное устройство на самолете, при этом вся система работает в режиме согласованного слежения. Дифференциальный сельсин механически связан с устройством, фиксирующим курс движения самолета.

Статор и ротор дифференциального сельсина имеют трехфазные обмотки, уложенные в пазах; коэффициент трансформации между обмотками статора и ротора обычно равен единице.

Из схемы, изображенной на рис. 39.9, видно, что при коэффициенте трансформации дифференциального сельсина, равном единице, эффективные значения первичной E_3' и вторичной E_3'' э. д. с. его обмоток при совпадении осей последних одинаковы. Вообще же величина вторичной э. д. с. E_3'' зависит от угла поворота ротора дифференциала по отношению к статору. При совпадении осей обмоток статора и ротора ($\psi = 0$) величина первичной E_3' и вторичной E_3'' э. д. с. дифференциала одинаковы и схема работает как обычная однофазная система с повышенным сопротивлением в виде активных и индуктивных сопротивлений обмоток дифференциала.

При повороте ротора дифференциала на угол ψ величина вторичной э. д. с. E_3'' его уменьшится. В результате фиксированное синхронное положение роторов датчика и приемника имеет место при таком угле поворота ротора приемника, при котором э. д. с. E_3'' вторичной цепи дифференциала равна и прямо противоположна э. д. с. E_2'' вторичной цепи приемника, т. е. при угле рассогласования $\theta_п = \theta \pm \psi$.

Таким образом, в схеме с дифференциальным сельсином угол поворота ротора приемника является алгебраической суммой углов поворота роторов датчика и дифференциала.

§ 39.6. О точности работы системы синхронной передачи в индикаторном и трансформаторном режимах

Передача на расстояние угловых перемещений в системе синхронной передачи с однофазными сельсинами может производиться только с определенной степенью точности, т. е. с некоторыми ошибками различного происхождения.

Источниками ошибок при работе этой системы являются паразитные поперечные магнитные поля, направленные перпендикулярно оси обмотки возбуждения сельсина и возникающие вследствие ряда причин. Эти поля обусловливают асимметрию кривой пространственного распределения магнитного поля относительно оси обмотки возбуждения сельсина.

Дополнительными источниками ошибок в индикаторных сельсинах-приемниках являются момент трения в подшипниках и щетках и неточность балансировки ротора.

Появление паразитных поперечных магнитных полей и связанных с ними ошибок при работе сельсинов связано с несовершенством технологии и конструктивными ограничениями.

Несовершенство технологии может привести к неоднородности магнитных свойств пакета стали в различных направлениях, к короткозамкнутым виткам в обмотках и пакете стали, неравенству чисел витков фаз и их активных и индуктивных сопротивлений, к неравномерности воздушного зазора вследствие эксцентричного положения ротора в статоре, а также эллипсоидальности окружности последнего.

Конструктивные ограничения проявляются в несинусоидальности кривой пространственного распределения м. д. с. и поля вследствие несовершенства обмоток и зубчатого строения статора и ротора, а также насыщения магнитной цепи.

Ошибки от несинусоидальности пространственной кривой м. д. с. в индикаторных сельсинах проявляются в меньшей степени, чем у трансформаторных, так как индикаторные сельсины имеют двустороннее питание.

В динамическом режиме работы индикаторных сельсинов периодическое изменение момента сил тяжести при неточной балансировке ротора и паразитных поперечных магнитных полей приводит к вынужденным колебаниям ротора приемника. При некоторых критических скоростях вращения, когда частота вынужденных колебаний становится равной частоте собственных колебаний, наступает явление резонанса и нормальная работа системы становится невозможной.

Трансформаторные системы синхронной передачи обладают более высокой точностью работы, чем индикаторные, так как в них не проявляются ошибки, вызываемые механическими причинами: моментом трения, инерцией и неуравновешенностью ротора. Эти ошибки преодолеваются исполнительным двигателем, связанным через редуктор с валом трансформаторного сельсина (см. рис. 39.8). Повышения точности трансформаторных сельсинов можно достигнуть уменьшением ошибок, вызываемых технологическими и конструктивными причинами. Это стремятся обеспечить соответствующими мерами при проектировании и изготовлении сельсинов.

§ 39.7. Однофазные бесконтактные сельсины

Кроме рассмотренных контактных сельсинов, на практике применяются также однофазные бесконтактные сельсины. На рис. 39.10 представлено принципиальное устройство однофазного бесконтактного сельсина.

В основу принципа устройства и работы такого сельсина положена идея вынесения магнитного поля из воздушного зазора между статором и ротором, с тем чтобы выполнить обе обмотки машины — одно-и трехфазную — неподвижными.

Ротор сельсина выполнен из двух магнитопроводов в виде пакетов из листовой электротехнической стали, расположенных вдоль оси вала диаметрально друг другу на немагнитной части *6* ротора. Эти магнитопроводы образуют два полюсных выступа сельсина.

Статор этого сельсина выполнен, как у обычного контактного сельсина с трехфазной обмоткой *5* синхронизации. Однофазная первичная обмотка *3* окружает ротор; она является неподвижной и состоит из двух половин.

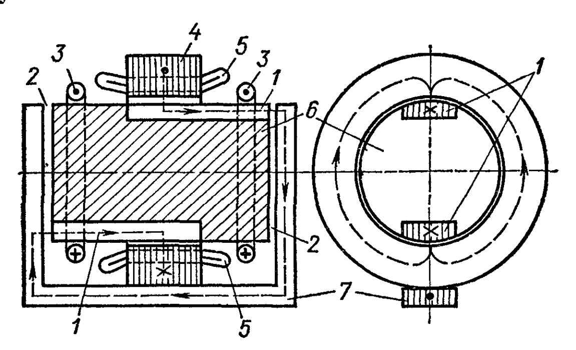


Рис. 39.10. Бесконтактный однофазный сельсин

Магнитное поле возбуждения замыкается через воздушный зазор между статором и ротором, магнитопроводы ротора *1*, два боковых воздушных зазора *2* и магнитопровод *7* статора снаружи пакета *4* статора (см. рис. 39.10).

Устранение контактов в этих сельсинах несколько повышает точность передачи углов в индикаторных системах и увеличивает надежность их работы во взрывоопасных помещениях. Однако габариты и масса бесконтактных однофазных сельсинов получаются несколько бóльшими, чем обычных контактных при одинаковых значениях удельного синхронизирующего и максимального электромагнитного моментов.

§ 39.8. Магнесины

В некоторых однофазных индикаторных системах синхронной передачи угла на небольшие расстояния при очень малых мощностях применяют специальный тип бесконтактных сельсинов, получивших название *магнесинов*. На рис. 39.11 представлена схема однофазной системы синхронной передачи с магнесинами. Магнесин имеет статор в виде тороида, набранного из пермаллоевых колец и обвитого спиральной обмоткой, и цилиндрический ротор в виде постоянного магнита. Спиральная обмотка статора является разомкнутой. Она служит в магнесинах одновременно и первичной и вторичной цепью. Своими концами эта обмотка присоединяется к однофазному источнику питания, а двумя отводами A_1 и B_1 под углом 120° по отношению друг

к другу и точке C_1 питания обмотки соединяется с аналогичными точками A_2, B_2, C_2 обмотки статора приемника II.

Однофазный переменный ток создает в тороидах пульсирующий магнитный поток возбуждения, который индуцирует в обмотках магнесинов э. д. с. частоты питания. Эти э. д. с. между соответствующими точками A, B, C обмоток датчика I и приемника II одинаковы независимо от положения роторов. Поэтому уравнительные токи основной частоты в линии связи и обмотках от этих э. д. с. равны нулю. Однако в связи с нелинейностью кривой намагничивания пермаллоя тороида статора, подмагничиваемого постоянным полем магнита, данная система работает частично как удвоитель частоты с индуцированием в обмотках соответствующих э. д. с.

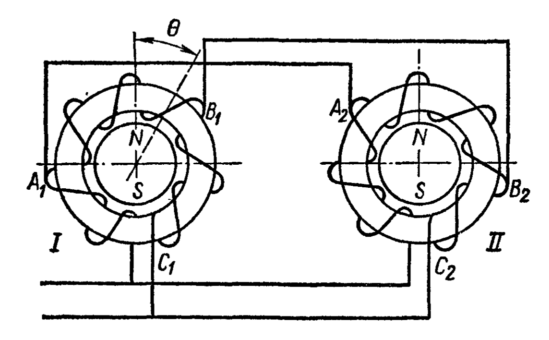


Рис. 39.11 Система однофазной синхронной передачи с магнесинами

Соотношение этих э. д. с. между вторичными отводами обмоток статоров магнесинов зависит от положения роторов относительно обмоток. Если они занимают согласованное положение в пространстве, то э. д. с. удвоенной частоты в частях обмоток между соединяемыми точками одинаковы и направлены встречно, а уравнительные токи в линии связи отсутствуют. Во время поворота ротора датчика от согласованного положения равновесие указанных э. д. с. нарушится и в цепи обмоток возникнут уравнительные токи двойной частоты. При взаимодействии их с результирующим полем ротора в приемнике образуется электромагнитный момент, который повернет его ротор в направлении поворота ротора датчика с некоторым углом рассогласования. В случае нового согласованного положения роторов магнесинов уравнительные токи и моменты исчезают. Во время следующего поворота ротора датчика явления в магнесинах повторяются.

ГЛАВА XL

ВРАЩАЮЩИЕСЯ ТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 40.1. Общие сведения

Вращающиеся трансформаторы представляют собой индукционные приборы, конструктивно сходные с асинхронными машинами малой мощности с фазным ротором и контактными кольцами. Они имеют статор и ротор с пазами, в которых распределяются обмотки (рис. 40.1). Одна из обмоток является первичной и питается от

источника однофазного синусоидального напряжения. Основным свойством вращающегося трансформатора является то, что при повороте его ротора взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора с высокой степенью точности изменяется по закону синуса или косинуса угла поворота. Вследствие этого эффективные значения э. д. с. взаимоиндукции, индуцируемых во вторичных обмотках трансформатора, строго следуют этим зависимостям.

В зависимости от характера изменения эффективного значения выходного напряжения различают синусно-косинусные вращающиеся и линейные трансформаторы. На статоре и роторе этих трансформаторов располагаются по две одинаковых однофазных взаимно перпендикулярных обмотки, распределенные в пазах. Одна из обмоток на первичной стороне трансформатора питается однофазным переменным током, а другая обычно выполняет роль компенсационной обмотки и замыкается накоротко или на некоторое сопротивление. Первичная и компенсационная обмотки могут помещаться на статоре, а вторичные — на роторе, или наоборот.

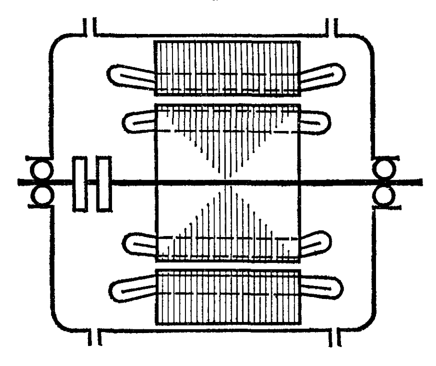


Рис. 40.1. Схема конструкции вращающегося трансформатора

Основными областями применения этих трансформаторов являются электрические счетно-решающие устройства, следящие системы и схемы разверток радиолокационных станций и др. В зависимости от назначения вращающиеся трансформаторы в перечисленных областях применения могут работать как в режиме поворота ротора в пределах определенного заданного угла, так и при непрерывном вращении со скоростью до 3000 об/мин. Если вращающийся трансформатор используется как элемент счетно-решающего устройства в режиме поворота ротора, то первичная и компенсационная обмотки его помещаются обычно на статоре, в вторичные синусно-косинусные обмотки — на роторе.

При использовании же вращающегося трансформатора, например, в качестве прибора-датчика в следящей системе радиолокационной станции в режиме непрерывного вращения ротора первичная и компенсационная обмотки его обычно помещаются на роторе, так как в этом случае требуется только два контактных кольца. Вторичные синусно-косинусные обмотки тогда располагаются на статоре.

К вращающимся трансформаторам предъявляются высокие требования в отношении точности воспроизведения синусоидального изменения эффективного значения выходного вторичного напряжения от угла поворота ротора. В трансформаторах высокого класса точности погрешность отклонения этого напряжения от законов синуса и косинуса не должна превышать 0,02—0,05% наибольшего значения напряжения.

Высокая точность работы вращающихся трансформаторов обеспечивается соответствующими мерами конструктивного характера и тщательной технологией их изготовления.

Потребляемая мощность вращающимися трансформаторами составляет обычно величину порядка нескольких вольт-ампер при частотах питания 50, 400, 1000 и до 2500 Гц.

§ 40.2. Принцип действия вращающегося трансформатора

На рис. 40.2 представлена принципиальная схема вращающегося трансформатора с первичной обмоткой на статоре и одной вторичной обмоткой на роторе. Если к обмотке статора подвести однофазное переменное синусоидальное напряжение $u_1 = U_1 \sqrt{2} \sin \omega t$, то при прохождении по ней переменного тока образуется пульсирующая м. д. с., которая создает в воздушном зазоре трансформатора магнитное поле. При синусоидальном распределении этого поля в зазоре и изменении его во времени в обмотке ротора ax индуцируется вторичная э. д. с., эффективное значение которой является функцией угла α поворота ротора. В связи с этим выходное вторичное напряжение вращающегося трансформатора можно представить в виде

$$u_2 = k_{1e} u_1 f(\alpha) = k_{1e} U_1 \sqrt{2}\, f(\alpha) \sin \omega t, \qquad (40.1)$$

Рис. 40.2. Схема синусного трансформатора

где коэффициент

$$k_{1e} = k_{об2} w_2 / (k_{об1} w_1). \qquad (40.2)$$

В случае одной обмотки на роторе получается синусный вращающийся трансформатор (см. рис. 40.2), так как функция $f(\alpha) = \sin \alpha$, тогда

$$u_2 = k_{1e} U_1 \sqrt{2} \sin \alpha \sin \omega t, \qquad (40.3)$$

или эффективное значение выходного вторичного напряжения

$$U_2 = k_{1e} U_1 \sin \alpha, \qquad (40.4)$$

где U_1 — эффективное значение первичного напряжения, В.

При нагрузке $Z_н$ в цепи вторичной обмотки трансформатора протекает ток i_2. Во вторичной э. д. с. появится погрешность и синусоидальный закон изменения эффективного значения ее от угла поворота ротора нарушится вследствие возникновения поперечной составляющей $\Phi_2 \cos \alpha$ поля ротора. Продольная составляющая $\Phi_2 \sin \alpha$ поля компенсируется увеличением первичного тока i_1 в обмотке статора.

Пульсирующее поперечное поле $\Phi_2 \cos\alpha$ ротора деформирует поле первичной обмотки и индуцирует в обмотке ротора э. д. с. самоиндукции, пропорциональную произведению этого поля и проекции числа витков обмотки ротора на направление оси первичной обмотки:

$$\dot{E}_{2L} = -j\,(\omega k_{об2} w_2 \cos\alpha \dot{\Phi}_2 \cos\alpha / \sqrt{2}) =$$

$$= -j\left(\omega k_{об2} w_2 \dot{\Phi}_2 / \sqrt{2}\right) \cos^2\alpha. \qquad (40.5)$$

В связи с этим эффективное значение результирующей э. д. с. вторичной обмотки трансформатора при нагрузке слагается из э. д. с. $k_{1e} E_1 \sin\alpha$ от поля первичной обмотки и э. д. с. $\dot{E}_{2L}$ самоиндукции:

$$\dot{E}_2 = k_{1e}\dot{E}_1 \sin\alpha + \dot{E}_{2L}. \qquad (40.6)$$

Вторичный ток нагрузки трансформатора

$$\dot{I}_2 = \dot{E}_2/(Z_2 + Z_н), \qquad (40.7)$$

где Z_2 — полное внутреннее сопротивление вторичной обмотки; $Z_н$ — полное сопротивление нагрузки.

Амплитуда магнитного поля ротора, по известной формуле магнитной цепи,

$$\dot{\Phi}_2 = k_{об2}\, w_2 \dot{I}_2 \sqrt{2} / R_м, \qquad (40.8)$$

где $R_м$ — магнитное сопротивление пути замыкания поля ротора.

После подстановки (40.5) в (40.6) с учетом уравнений (40.7) и (40.8) и соответствующих преобразований получим

$$\dot{E}_2 = k_{1e}\dot{E}_1 \sin\alpha / \left(1 + \dot{k}_к \cos^2\alpha\right), \qquad (40.9)$$

где $\dot{k}_к$ — постоянный комплексный множитель.

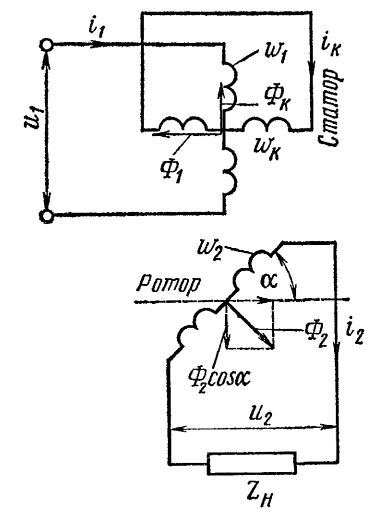


Рис. 40.3. Схема синусного трансформатора с компенсационной обмоткой

Из уравнения (40.9) видно, что при нагрузке синусного вращающегося трансформатора в синусный закон изменения эффективного значения вторичной э. д.с. от угла поворота ротора поперечным его полем $\Phi_2 \cos\alpha$ вводится ошибка, пропорциональная $\cos^2\alpha$. Кроме этого, под влиянием указанного поля происходит также некоторая деформация первичного поля.

Для компенсации поперечной составляющей вторичного поля на первичной стороне помещается короткозамкнутая обмотка под углом 90 эл. град к основной обмотке (рис. 40.3). Эта обмотка по зако-

ну Ленца создает поле $\Phi_к$, направление которого противоположно направлению поперечной составляющей вторичного поля $\Phi_2 \cos\alpha$ и в основном компенсирует ее. В результате погрешность трансформатора значительно уменьшается.

Компенсацию погрешности в таких трансформаторах этим способом называют *симметрированием обмоток трансформатора*, которое может быть первичным и вторичным. Так, например, применение для этой цели короткозамкнутой компенсационной обмотки на первичной стороне трансформатора относится к первичному симметрированию (см. рис. 40.3).

§ 40.3. Синусно-косинусный вращающийся трансформатор

Если на вторичной стороне трансформатора поместить две взаимно перпендикулярные обмотки, то получится схема синусно-косинусного вращающегося трансформатора. На рис. 40.4 представлена условная схема этого трансформатора с первичной и компенсационной обмотками на статоре и двумя вторичными на роторе.

Вторичные выходные напряжения синусно-косинусного вращающегося трансформатора (рис. 40.4):

$$\left.\begin{aligned} u_2' &= k_{1e}U_1\sqrt{2}\,\sin\alpha\sin\omega t;\\ u_2'' &= k_{1e}U_1\sqrt{2}\,\cos\alpha\sin\omega t,\end{aligned}\right\} \quad (40.10)$$

или эффективные значения этих напряжений (В);

$$U_2' = k_{1e}U_1\sin\alpha; \quad U_2'' = k_{1e}U_1\cos\alpha. \quad (40.11)$$

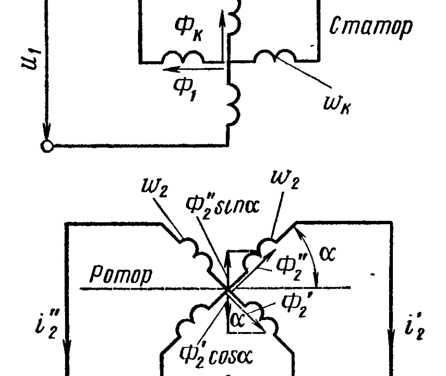


Рис. 40.4. Синусно-косинусный трансформатор

При нагрузке вторичные синусная и косинусная обмотки трансформатора создают соответственно магнитные поля Φ_2' и Φ_2'' (см. рис. 40.4), поперечные составляющие которых $\Phi_2'\cos\alpha$ и $\Phi_2''\sin\alpha$ направлены навстречу друг другу и при одинаковых нагрузочных сопротивлениях $Z_н' = Z_н''$ этих обмоток взаимно компенсируются. Это явление полной взаимной компенсации поперечных составляющих магнитных полей вторичных обмоток называют *вторичным симметрированием обмоток трансформатора*.

В случае неодинаковых нагрузочных сопротивлений $Z'_н$ и $Z''_н$ синусной и косинусной обмоток трансформатора получается неполное его вторичное симметрирование, так как разность поперечных составляющих полей $\Phi'_2 \cos\alpha - \Phi''_2 \sin\alpha \neq 0$. Эта разность полей, по закону Ленца, компенсируется полем $\Phi_к$ короткозамкнутой компенсационной обмотки на первичной стороне (см. рис. 40.4).

Таким образом, в синусно-косинусном вращающемся трансформаторе одновременно осуществляется как первичное, так и частичное или полное вторичное симметрирование обмоток. Это обеспечивает необходимую точность работы трансформатора при воспроизведении синусо- и косинусоидальной зависимостей эффективных значений вторичных выходных напряжений при повороте ротора или непрерывном вращении его с определенной скоростью.

При использовании синусно-косинусного трансформатора в режиме поворота ротора на определенный угол мгновенные значения вторичных выходных напряжений определяются уравнениями (40.10). Во время же работы его в режиме непрерывного вращения ротора со скоростью n (об/мин) эти напряжения без учета э. д. с. вращения:

$$\left.\begin{aligned} u'_2 &= k_{1e} U_1 \sqrt{2} \sin\omega t \sin\alpha t; \\ u''_2 &= k_{1e} U_1 \sqrt{2} \sin\omega t \cos\alpha t, \end{aligned}\right\} \tag{40.12}$$

где $\omega = 2\pi f_1$ — угловая частота питающего первичного напряжения, 1/с; $\alpha = 2\pi n/60$ — угловая частота вращения ротора, 1/с.

Уравнение (40.12), например, для синусной обмотки трансформатора можно представить в следующем виде:

$$u'_2 = k_{1e} U_1 \sqrt{2} \sin\omega t \sin\alpha t = (1/2) k_{1e} \sqrt{2}\, U_1 [\cos(\omega - \alpha) t - \cos(\omega + \alpha) t]. \tag{40.13}$$

Следовательно, при непрерывном вращении ротора трансформатора с определенной постоянной скоростью n (об/мин) вращения мгновенное значение выходного напряжения синусной обмотки представляет собой алгебраическую сумму двух косинусоид разных частот $\omega - \alpha$ и $\omega + \alpha$. При относительно небольшом отличии этих частот

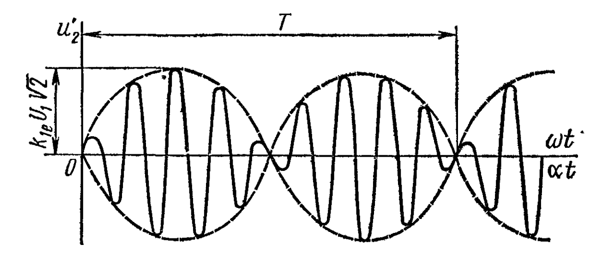


Рис. 40.5. Выходное напряжение синусной обмотки при непрерывном вращении ротора трансформатора

напряжение представляется кривой биения двух колебаний с максимальной амплитудой $k_{1e}\sqrt{2}U_1$ (рис. 40.5). В этом случае трансформатор является датчиком «пучков» импульсов синусоидальной формы с периодически меняющейся амплитудой.

§ 40.4. Линейный вращающийся трансформатор

В линейном вращающемся трансформаторе эффективное значение вторичного выходного напряжения должно изменяться линейно с определенной точностью от угла поворота ротора в ограниченных пределах. На рис. 40.6 представлена синусоидальная функция $f(\alpha) = \sin\alpha$, которая в начальной части линейна с точностью до 1% при изменении угла $\alpha = 0 \div 14°$.

Если преобразовать схему синусно-косинусного вращающегося трансформатора, то можно получить зависимость выходного напряжения в виде функции

$$f(\alpha) = \sin\alpha/(1 + m_к \cos\alpha). \quad (40.14)$$

Эта зависимость при $m_к \approx 0{,}50 \div 0{,}58$ получается линейной с точностью до 1% при изменении угла α от 0 до 60÷ 65° (см. рис. 40.6). Такое свойство данной функции используют в линейном трансформаторе. Для этой цели вторичную синусную обмотку трансформатора соединяют последовательно с компенсационной обмоткой первичной

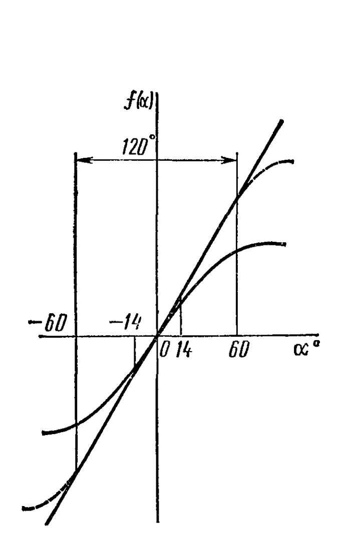


Рис. 40.6. Синусная функция и функция по уравнению (40.14)

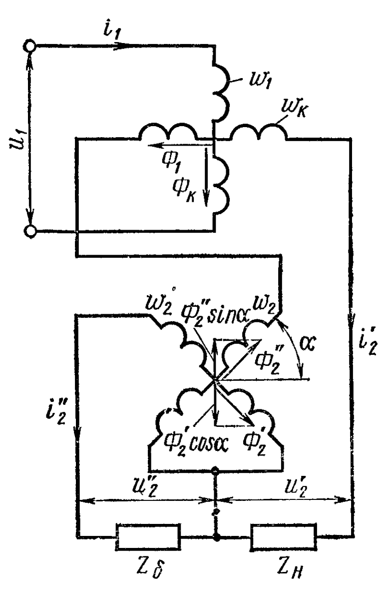


Рис 40.7. Схема линейного трансформатора с вторичным симметрированием

стороны, которую в этом случае размыкают. Косинусную же обмотку замыкают на балластное сопротивление $Z_б$ (рис. 40.7). При такой схеме получается линейный вращающийся трансформатор со вторичным симметрированием обмоток. Данная схема применяется в случае, если нагрузка в цепи синусной обмотки $Z_н = \text{const}$. Балластное сопротивление $Z_б$ в косинусной обмотке должно быть подобрано так, чтобы трансформатор был полностью симметрирован со вторичной стороны. В этом случае поперечные составляющие вторичных магнитных полей $\Phi'_2 \cos\alpha$ и $\Phi''_2 \sin\alpha$ взаимно скомпенсированы при любом угле поворота ротора, т. е. $(\Phi'_2 \cos\alpha - \Phi''_2 \sin\alpha) = 0$, и, следовательно, э. д. с. в синусной обмотке от этих полей равна нулю. В поперечной составляющей витков этой обмотки индуцируется э. д. с. взаимной индукции от пульсации поля $\Phi_к$ (см. рис. 40.7), созданного компенсационной обмоткой первичной стороны:

$$\dot{E}_{2м} = -j\left(\omega k_{об2} w_2 \cos\alpha \dot{\Phi}_к / \sqrt{2}\right). \qquad (40.15)$$

В компенсационной же обмотке от пульсации поля $\Phi_к$ индуцируется э. д. с. самоиндукции

$$\dot{E}_к = -j\left(\omega k_{об.к} w_к \dot{\Phi}_к / \sqrt{2}\right) = -jx_к \dot{I}'_2, \qquad (40.16)$$

которую можно представить в виде падения напряжения в индуктивном сопротивлении $x_к$ этой обмотки от тока I'_2. Сопротивление $x_к$ вместе с активным сопротивлением $r_к$ данной обмотки образуют полное ее сопротивление $Z_к = r_к + jx_к$.

Таким образом, эффективное значение результирующей э. д. с. вторичной синусной обмотки трансформатора слагается из э. д. с. $k_{1e}\dot{E}_1 \sin\alpha$ от поля первичной обмотки и э. д. с. $\dot{E}_{2м}$ взаимной индукции

$$\dot{E}_2 = k_{1e}\dot{E}_1 \sin\alpha + \dot{E}_{2м}. \qquad (40.17)$$

Вторичный ток нагрузки трансформатора

$$\dot{I}'_2 = \dot{E}_2 / (Z_2 + Z_к + Z_н), \qquad (40.18)$$

где Z_2, $Z_к$ и $Z_н$ — полные внутренние сопротивления синусной и компенсационной обмоток и внешней нагрузки.

Амплитуда поля компенсационной обмотки

$$\dot{\Phi}_к = k_{об.к} w_к \dot{I}'_2 \sqrt{2} / R_м. \qquad (40.19)$$

После подстановки уравнения (40.15) в (40.17) с учетом (40.18), (40.19) и соответствующих преобразований получаем

$$\dot{E}_2 = k_{1e}\dot{E}_1 \sin\alpha / (1 + \dot{m}_к \cos\alpha), \qquad (40.20)$$

где $\dot{m}_к$ — постоянный комплексный множитель, объединяющий со-

ответствующие параметры при преобразовании уравнений. Численное значение его модуля дается в связи с уравнением (40.14).

Изменение мгновенного значения выходного напряжения (В) линейного трансформатора (см. рис. 40.7) на основании (40.20)

$$u_2' = \left[k_{1e}U_1\sqrt{2}\sin\alpha/(1+m_{\text{к}}\cos\alpha)\right]\sin\omega t. \qquad (40.21)$$

В зависимости от области применения линейный трансформатор используют как в режиме поворота ротора до определенного угла α, так и в режиме непрерывного вращения ротора с постоянной скоростью.

В случае работы этого трансформатора в режиме поворота ротора изменение мгновенного значения вторичного выходного напряжения определяется уравнением (40.21), а при непрерывном вращении ротора — без учета э. д. с. вращения:

$$u_2' = \left[k_{1e}U_1\sqrt{2}/(1+m_{\text{к}}\cos\alpha t)\right]\sin\omega t\sin\alpha t, \qquad (40.22)$$

где $\alpha = 2\pi n/60$ — угловая частота вращения ротора, 1/с.

§ 40.5. О точности работы вращающихся трансформаторов

Вращающиеся трансформаторы, применяемые в системах автоматики, характеризуются напряжением питания, частотой сети, коэффициентом трансформации и другими величинами, определяющими точность их работы в схемах.

Точность работы вращающегося трансформатора характеризуется следующими величинами:

1. Относительной амплитудной погрешностью $\varepsilon_{\%}$ в синусоидальной зависимости эффективного значения вторичной э. д. с. от угла поворота ротора:

$$\varepsilon_{\%} = (\Delta E_m/E_2)\,100, \qquad (40.23)$$

где ΔE_m — наибольшее отклонение эффективного значения выходной э. д. с. от синусоиды, В; E_2 — наибольшее эффективное значение вторичной э. д. с., В.

По величине $\varepsilon_{\%}$, выраженной в процентах, определяют классы точности вращающихся трансформаторов: 0,01, 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,3.

2. Остаточной э. д. с. $e_{0\%}$, возникающей во вторичных обмотках от паразитных полей вследствие магнитной асимметрии магнитной системы трансформатора. Эта э. д. с. сдвинута по фазе на некоторый угол от э. д. с. E_2, индуцируемой основным магнитным полем, и имеет поперечную составляющую E_0 по отношению к E_2. Последняя и представляет собой упомянутую остаточную э. д. с.

$$e_{0\%} = (E_0/E_2)\,100. \qquad (40.24)$$

3. Э. д. с. квадратурной обмотки $_{\text{кв}\%}$, возникающей в одной обмотке при включении в сеть другой из-за неперпендикулярности

осей этих обмоток по технологическим причинам. Кривая этой э. д. с. состоит из основной гармоники частоты сети и высших временных гармоник. Если ее эффективное значение равно $E_{кв}$, то относительная величина э. д. с. квадратурной обмотки

$$e_{кв\%} = (E_{кв}/U_1)\,100, \qquad (40.25)$$

где U_1 — эффективное значение напряжения питания, В.

Кроме указанных погрешностей вращающийся трансформатор имеет еще дополнительные погрешности, характеризующие изменение выходной э. д. с. при колебаниях напряжения питания, частоты сети и температуры окружающей среды. Пределы этих колебаний обычно задаются в зависимости от условий эксплуатации.

Все рассмотренные выше погрешности вращающегося трансформатора можно подразделить на две группы:

1. Систематические погрешности, которые обусловлены принципом работы, типом конструкции, технологией производства и условиями эксплуатации вращающегося трансформатора.

2. Случайные погрешности, вызванные технологическим разбросом свойств применяемых материалов, нарушениями технологии изготовления и другими причинами.

В зависимости от физической природы систематические погрешности вращающегося трансформатора можно охарактеризовать следующим образом:

1. Погрешности, обусловленные принципом работы, в синусно-косинусных трансформаторах проявляются в неточности симметрирования обмоток, а в линейных трансформаторах — в отклонении функции $f(\alpha) = \sin\alpha/(1 + m_к \cos\alpha)$ от линейной зависимости.

2. Погрешности от конструктивных ограничений трансформатора выражаются в неравномерном распределении плотности проводников обмоток по окружностям статора и ротора, в изменении магнитной проводимости воздушного зазора вследствие наличия пазов, в нелинейности кривой намагничивания машины.

3. Погрешности от неточности изготовления трансформатора, которые вызываются эксцентриситетом окружностей статора и ротора, асимметрией магнитопровода, неточностью скоса пазов и др.

4. Погрешности, определяемые условиями эксплуатации трансформатора, относятся к категории дополнительных погрешностей в выходной э. д. с. от внешних причин, связанных с колебаниями питающего напряжения или частоты сети.

ГЛАВА XLI

УНИВЕРСАЛЬНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ ДВИГАТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Универсальные коллекторные двигатели мощностью от нескольких единиц до сотен ватт имеют разнообразное применение. Они используются, например, в телеграфных аппаратах, часовой промыш-

ленности и т. д. Коллекторные двигатели переменного тока с одной обмоткой возбуждения на полюсах находят также большое применение и в установках домашнего быта, как-то: в вентиляторах, швейных и полотерных машинах, пылесосах, мясорубках и др.

Универсальные коллекторные двигатели в принципе представляют собой двигатели последовательного возбуждения, работающие как от сети постоянного, так и сети переменного тока при одинаковой скорости вращения в режиме полной нагрузки. Они развивают относительно высокий пусковой момент и имеют ограниченные размеры и массу вследствие высокой скорости вращения.

При включении, например, в сеть переменного тока обычного двигателя постоянного тока последовательного возбуждения его поле возбуждения и ток якоря меняют свои знаки примерно одновременно, в связи с этим среднее значение вращающего момента двигателя $M = c\,(\pm\,\phi_\delta)\,(\pm\,I_2) > 0$. Однако при питании такого двигателя от сети переменного тока в его массивной станине и полюсах возникают значительные магнитные потери на вихревые токи, которые вызывают недопустимый нагрев двигателя. Наконец, коммутация тока в этом двигателе при питании от сети переменного тока также ухудшается.

Вследствие наличия магнитных потерь в магнитной системе двигателя магнитное поле возбуждения его, как и в трансформаторе, несколько отстает от создающего его тока якоря на угол ρ, поэтому мгновенные значения поля возбуждения и тока могут быть представлены так:

$$\phi_\delta = \Phi_{\delta m}\sin\omega t; \quad i_2 = I_2\sqrt{2}\,\sin(\omega t + \rho). \tag{41.1}$$

Мгновенное значение вращающего момента (Н · см) коллекторного двигателя, работающего от сети переменного тока, с учетом уравнения (41.1)

$$m = c_м\phi_\delta i_2 = c_м\sqrt{2}\,\Phi_{\delta m}I_2\sin\omega t\sin(\omega t + \rho), \tag{41.2}$$

где $c_м = [N_2/(2\pi)]\,(p/a)\,10^2$ — постоянная обмотки якоря; N_2 — число проводников этой обмотки; a и p — числа пар параллельных ветвей обмотки и полюсов двигателя.

Из уравнения (41.2) следует, что мгновенное значение вращающего момента коллекторного двигателя пульсирует во времени. Средняя величина этого момента (Н · см) за период изменения тока по уравнению (41.2)

$$M = (1/T)\int_0^T m\,dt = c_м(\Phi_{\delta m}/\sqrt{2})\,I_2\cos\rho. \tag{41.3}$$

В целях получения высокого вращающего момента универсального коллекторного двигателя при работе от сети переменного тока нужно иметь возможно меньший угол ρ сдвига между амплитудами поля и тока. Это условие обеспечивается при последовательном возбуждении двигателя.

Для уменьшения магнитных потерь в стали магнитную систему универсального коллекторного двигателя выполняют шихтованной из листовой электротехнической стали. На полюсах магнитной системы этого двигателя помещаются две обмотки возбуждения (рис. 41.1). Одна обмотка с числом витков w'_c и зажимами 0 и $\sim$ предназначена для работы двигателя от сети переменного тока. Другая обмотка с числом витков w''_c включается дополнительно последовательно с первой при работе его от сети постоянного тока. Зажимы двигателя в этом случае обозначены 0 и —.

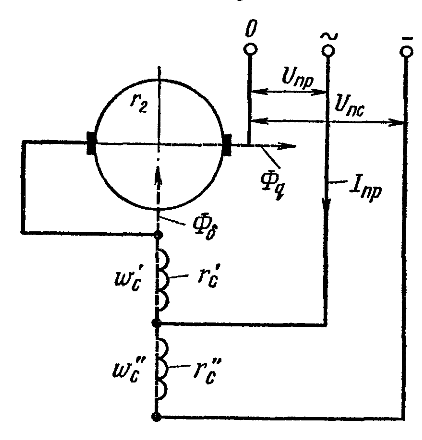


Рис. 41.1. Схема универсального коллекторного двигателя

Для выяснения необходимости включения дополнительной обмотки возбуждения при работе универсального двигателя от сети постоянного тока следует рассмотреть прежде всего его работу от сети переменного тока (см. рис. 41.1). При работе двигателя от этой сети потребляемый им ток $I_{пр}$ создает два магнитных поля: поле ϕ_δ возбуждения, пульсирующее по оси полюсов, и поле ϕ_q якоря, пульсирующее по оси щеток. От пульсации поля ϕ_δ возбуждения в обмотке возбуждения индуцируется трансформаторная э. д. с. (В), эффективное значение которой определяется уравнением

$$E_{ct} = 4{,}44 f_1 w'_c \Phi_{\delta m}, \qquad (41.4)$$

где w'_c — общее число витков обмотки возбуждения двигателя при работе от сети переменного тока (рис. 41.1); $\Phi_{\delta m}$ — амплитуда полезного поля возбуждения, Вб.

От пульсации поперечного поля ϕ_q якоря в его обмотке индуцируется также трансформаторная э. д. с. (В), эффективное значение которой

$$E_{qt} = 4{,}44 k_{об2} f_1 w_2 \Phi_{qm}, \qquad (41.5)$$

где $w_2 = N_2/(4a)$ — число витков одной параллельной ветви обмотки якоря; $k_{об2} = 2/\pi$ — обмоточный коэффициент однофазного якоря; Φ_{qm} — амплитуда поперечного поля якоря, Вб.

Наконец, при вращении якоря в его обмотке от пересечения проводниками пульсирующего поля возбуждения индуцируется э. д. с. (В) вращения, эффективное значение которой

$$E_{вр} = (pn/60)\,(N_2/a)\,(\Phi_{\delta m}/\sqrt{2}), \qquad (41.6)$$

где N_2 — число проводников обмотки якоря; n — скорость вращения якоря, об/мин.

Приложенное к зажимам двигателя напряжение $U_{пр}$ (см. рис. 41.1) должно уравновешивать э. д. с. E_{ct}, E_{qt} и $E_{вр}$, а также падения напряжения в активных сопротивлениях цепи якоря и обмотки возбуждения $I_{пр}(r_2 + r'_c)$ и индуктивных сопротивлениях рассеяния обмоток якоря и возбуждения $I_{пр}(x_{2\sigma} + x_{c\sigma})$. По закону Кирхгофа, уравнение равновесия э. д. с. в цепи вращающегося двигателя

$$\dot{U}_{пр} = -\dot{E}_{ct} - \dot{E}_{qt} - \dot{E}_{вр} + j\dot{I}_{пр}(x_{2\sigma} + x_{c\sigma}) + \dot{I}_{пр}\left(r_2 + r'_c\right). \quad (41.7)$$

На рис. 41.2 на основании уравнения (41.7) представлена векторная диаграмма напряжения вращающегося универсального коллекторного двигателя, работающего от сети переменного тока.

Как видно из векторной диаграммы напряжения (см. рис. 41.2), коэффициент мощности универсального коллекторного двигателя тем выше, чем меньше трансформаторные э. д. с. E_{ct} и E_{qt} в обмотках возбуждения и якоря и индуктивное падение напряжения $I_{пр} \times (x_{2\sigma} + x_{c\sigma})$ и чем больше скорость вращения якоря. При более высокой номинальной скорости вращения этого двигателя можно уменьшить магнитное поле возбуждения и соответственно число витков w'_c обмотки полюсов, а следовательно, снизить величину E_{ct}.

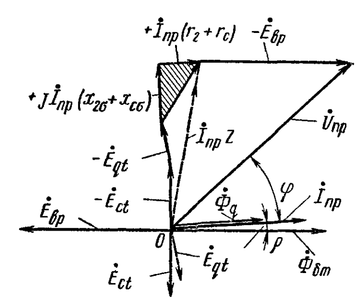


Рис. 41.2. Диаграмма напряжения универсального двигателя

Потребляемый двигателем ток (А) из сети переменного тока на основании диаграммы, изображенной на рис. 41.2,

$$\dot{I}_{пр} = \left(\dot{U}_{пр} + \dot{E}_{вр}\right)/Z \approx \left(\dot{U}_{пр} + \dot{E}_{вр}\right)/\left[\left(r_2 + r'_c\right) + j\left(x_{2\sigma} + x_{c\sigma} + x_2 + x_c\right)\right] \quad (41.8)$$

или, если пренебречь небольшим углом потерь ρ, можно представить этот ток и в другом виде. Для этого определим проекцию абсолютных величин векторов на направление тока:

$$U_{пр}\cos\varphi \approx E_{вр} + I_{пр}\left(r_2 + r'_c\right),$$

откуда

$$I_{пр} = (U_{пр}\cos\varphi - E_{вр})/\left(r_2 + r'_c\right). \quad (41.9)$$

Скорость (об/мин) вращения якоря при работе двигателя от сети переменного тока из уравнений (41.6) и (41.9)

$$n_{пр} = E_{вр}\sqrt{2}/(c_E\Phi_{\delta m}) = [U_{пр}\cos\varphi - I_{пр}(r_2 + r'_c)]\sqrt{2}/(c_E\Phi_{\delta m}), \quad (41.10)$$

где $c_E = (N_2/60)(p/a)$ — постоянная обмотки якоря.

При работе данного двигателя от сети постоянного тока (см. рис. 41.1) э. д. с. вращения якоря

$$E_{пс} = U_{пс} - I_{пс}\left(r_2 + r_c' + r_c''\right) > E_{вр},$$

а потребляемый им ток

$$I_{пс} = (U_{пс} - E_{пс})/\left(r_2 + r_c' + r_c''\right) < I_{пр}, \qquad (41.11)$$

так как в этом случае отсутствует сдвиг между током и напряжением.

Скорость (об/мин) вращения якоря при работе двигателя от сети постоянного тока

$$n_{пс} = \left[U_{пс} - I_{пс}\left(r_2 + r_c' + r_c''\right)\right]/(c_E \Phi_{пс}). \qquad (41.12)$$

Так как э. д. с. $E_{пс} > E_{вр}$, то для получения одинаковой скорости вращения двигателя при работе от сетей постоянного и переменного тока при номинальной полезной мощности или моменте на валу должно быть

$$\Phi_{пс} > \Phi_{\delta m}/\sqrt{2}\,; \qquad (41.13)$$

это следует из соотношения

$$n = n_{пс} = n_{пр} = E_{пс}/\left(c_E \Phi_{пс}\right) = E_{вр}\sqrt{2}/\left(c_E \Phi_{\delta m}\right). \qquad (41.14)$$

Следовательно, при работе двигателя от сети постоянного тока, когда $\Phi_{пс} > \Phi_{\delta m}/\sqrt{2}$ и $I_{пс} < I_{пр}$, необходимо для усиления поля возбуждения предусмотреть на полюсах дополнительную обмотку с числом витков w_c'', включаемую последовательно с обмоткой возбуждения переменного тока w_c' (см. рис. 41.1). При этом условии скорость вращения якоря двигателя при нормальной нагрузке $n_{пс} = n_{пр}$.

ГЛАВА XLII

ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ СПЕЦИАЛЬНОГО ИСПОЛНЕНИЯ

§ 42.1. Редукторные электродвигатели

Редукторные электродвигатели относятся к категории низкоскоростных двигателей переменного тока с электромагнитной редукцией скорости вращения. Они позволяют получать низкие скорости вращения без применения механических редукторов за счет использования зубцовых гармоник магнитного поля в воздушном зазоре машины. Последнее является ее основным рабочим полем. Действие редукторных двигателей основывается на изменении этого поля в зазоре из-за наличия открытых пазов статора и ротора. Применение

таких двигателей позволяет повысить недежность работы низкоскоростного электропривода малой мощности и устройств, в которых они используются.

В зависимости от характера получаемой скорости вращения редукторные двигатели малой мощности подразделяются на синхронные и асинхронные. Принцип электромагнитной редукции скорости вращения в этих двигателях представляет собой способность их работать с низкой скоростью вращения за счет использования зубцовых магнитных полей ротора. Все рабочие обмотки в редукторном двигателе расположены на неподвижном статоре, как в обычной синхронной машине, зубчатый же ротор его выполняют без рабочей обмотки. Для получения пускового момента в этом двигателе на его роторе помещают пусковую короткозамкнутую обмотку типа беличьей клетки.

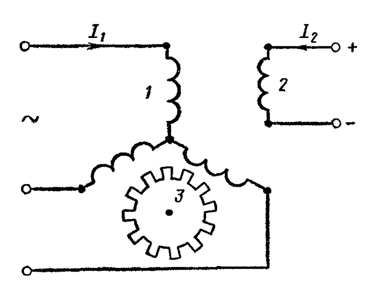


Рис. 42.1. Схема включения синхронного РД с радиальным возбуждением

Конструктивно редукторный двигатель имеет шихтованные из листовой электротехнической стали статор и ротор с пазами. Ротор двигателя делается с открытыми пазами, а статор — обычно с полузакрытыми трапецеидальной или овальной формы. При таком устройстве пазов статора его зубчатостью в воздушном зазоре при анализе явлений в двигателе практически можно пренебречь и рассматривать только одностороннюю зубчатость зазора со стороны ротора. Встречаются, однако, исполнения статора и с большим открытием его пазов. Ротор редукторного двигателя может быть массивным с зубчатой наружной поверхностью или же полым ферромагнитным с вырезами пазов на цилиндрической поверхности в виде окон. Полый ротор нередко отливается также из алюминия с окнами в цилиндрической поверхности, в которые вставляются стальные зубцы. Этот тип полого ротора обеспечивает быстродействие двигателя.

Синхронные редукторные двигатели (РД) по исполнению рабочих обмоток встречаются следующих типов: с радиальным возбуждением, с самосинхронизацией и реактивные.

На рис. 42.1 представлена принципиальная схема включения синхронного РД с радиальным возбуждением. В этом двигателе магнитное поле в воздушном зазоре создается м. д. с. трехфазной обмотки *1* статора с числом пар полюсов p. Эта обмотка располагается в пазах статора, как в обычной синхронной машине.

Магнитное поле в воздушном зазоре при односторонней зубчатости со стороны ротора *3* является суммой двух зубцовых гармоник, порядки и скорость вращения которых в пространстве соответственно равны:

$$\nu_{zR} = (z_2/p) \pm 1; \quad \omega_{zR} = (z_2\omega_2 \pm \omega)/(p\nu_{zR}), \qquad (42.1)$$

где z_2 — число пазов ротора; ω_2 — угловая скорость вращения его, 1/с; $\omega = 2\pi f_1$ — угловая частота питания, 1/с.

Из уравнения (42.1) следует, что при скорости вращения ротора $\omega_2 = \pm\,\omega/z_2$ одна из зубцовых гармоник ротора неподвижна в пространстве. Это явление синхронизирует ротор при низкой скорости вращения. Для этого требуется наличие в воздушном зазоре двигателя неподвижного магнитного поля статора. Это поле создает вторая синхронизирующая обмотка *2* статора (см. рис. 42.1), питаемая постоянным током. Обмотка *2* синхронизации имеет число пар полюсов p_2, отличающееся от числа пар полюсов p главной обмотки *1* переменного тока. Для устранения трансформаторной связи между ними необходимо выполнить условие

$$p/p_2 = Q + (1/k), \tag{42.2}$$

где $Q = 0, 1, 2, 3,\ldots$; $k = 2, 4, 6,\ldots$

Число открытых пазов ротора при односторонней зубчатости воздушного зазора

$$z_2 = |p \pm p_2|, \tag{42.3}$$

а при двусторонней зубчатости зазора

$$z_2 = |z_1 \pm (p \pm p_2)|, \tag{42.4}$$

где z_1 — число открытых пазов статора.

Синхронная скорость (об/мин) вращения ротора

$$n_2 = \pm\,60 f_1/z_2, \tag{42.5}$$

а синхронная скорость (об/мин) вращения поля статора

$$n_1 = 60 f_1/p. \tag{42.6}$$

Коэффициент электромагнитной редукции скорости вращения

$$k_{\text{р}} = n_1/n_2 = z_2/p. \tag{42.7}$$

В качестве другого типа исполнения синхронного РД с радиальным возбуждением применяют также редукторные двигатели с радиально-осевым возбуждением. В них обмотка синхронизации выполняется в виде неподвижной кольцевой катушки, закрепленной на статоре и охватывающей ось вала. Эта обмотка питается постоянным током и создает в двигателе неподвижное униполярное радиально-осевое магнитное поле синхронизации. Оно стабилизирует синхронную скорость n_2 вращения ротора, определяемую уравнением (42.5).

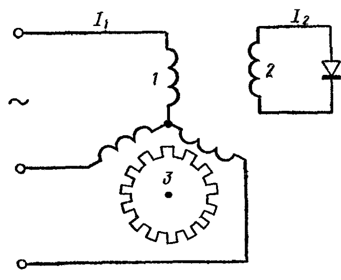


Рис. 42.2. Схема включения синхронного РД с самосинхронизацией

На рис. 42.2 представлена принципиальная схема включения синхронного РД с самосинхронизацией. В этом двигателе используют непосредственную трансформаторную связь двух обмоток *1* и *2* статора для целей синхронизации двигателя. В этом случае обмотку *2*

синхронизации с числом пар полюсов p_2 замыкают на выпрямитель. Тогда выпрямленный ток, вызванный трансформаторной э. д. с. в обмотке *2*, синхронизирует редукторный двигатель, как и при постоянном токе от отдельного источника питания (см. рис. 42.1). Для наилучшей трансформаторной связи обмоток *1* и *2* необходимо соблюдать условие $p = p_2$.

Синхронный реактивный редукторный двигатель имеет одну m-фазную обмотку на статоре, питаемую переменным током. Магнитное поле этой обмотки в воздушном зазоре искажается открытыми пазами статора и ротора *3*. Связь между этими пазами дается соотношением

$$z_2 = |z_1 \pm 2p|; \tag{42.8}$$

синхронная скорость (рад/с) вращения ротора

$$\left.\begin{aligned} \omega_2 &= \pm 2\omega/z_2, \\ n_2 &= \pm 120 f_1/z_2. \end{aligned}\right\} \tag{42.9}$$

Коэффициент электромагнитной редукции реактивного РД

$$k_{\text{рд}} = z_2/(2p). \tag{42.10}$$

Работа синхронного реактивного РД основана на взаимодействии зубцовых гармоник поля статора и ротора, вызванных обмоткой статора. Это действие обусловлено неравенством магнитных проводимостей воздушного зазора по продольной и поперечной осям, когда оси зубцов статора и ротора совпадают и когда зубец статора находится против паза ротора.

Таким образом, из уравнений (42.5) и (42.9) следует, что синхронная скорость вращения ротора рассмотренных синхронных редукторных двигателей обратно пропорциональна числу пазов ротора z_2. Чем больше это число пазов, тем ниже синхронная скорость вращения ротора

Асинхронные редукторные двигатели являются также машинами с радиальным возбуждением. На статоре этого двигателя в одних и тех же пазах располагаются две m-фазные обмотки с разным числом пар полюсов p и p_2. Обычно это трехфазные обмотки. Для предотвращения трансформаторной связи между этими обмотками числа пар полюсов их p и p_2 выбирают по уравнению (42.2). Одна обмотка статора с числом пар полюсов p является основной и питается от сети переменного тока, а другая, вторичная, с числом пар полюсов p_2 замыкается на внешнее активное сопротивление или накоротко. Магнитная связь между обмотками осуществляется через посредство зубчатого ротора. Зубцовые гармоники ротора от основной обмотки с числом пар полюсов p индуцируют токи во вторичной обмотке частоты $\omega s_{\nu z}$, где $s_{\nu z} = (\omega \pm z_2\omega_2)/\omega$ — скольжение зубцовых гармоник ротора относительно статора. Возникшие во вторичной обмотке токи

вызывают в воздушном зазоре магнитное поле реакции на зубцовые гармоники ротора, создаваемые основной обмоткой. Вращающий момент в асинхронном редукторном двигателе создается от взаимодействия указанного поля реакции вторичной обмотки с зубцовыми гармониками ротора от поля основной обмотки.

Скорость вращения ротора асинхронного РД

$$\omega_2 = \pm(\omega/z_2)(1 - s_{\nu z}) \text{ или } n_2 = \pm(60f_1/z_2)(1 - s_{\nu z}). \quad (42.11)$$

Число пазов ротора при односторонней зубчатости воздушного зазора определяется уравнением (42.3), а при двусторонней зубчатости зазора — по уравнению (42.4).

Рассмотренные редукторные двигатели выполняют не только трехфазными, но также и с питанием от однофазной сети. В последнем случае обмотка на статоре двигателя может быть или трехфазной, включаемой в однофазную сеть с конденсаторами, или же состоящей из двух однофазных обмоток — главной и вспомогательной — с взаимным сдвигом на половину полюсного деления, как в однофазных конденсаторных двигателях (см рис. 29.5, 36.5 и 37.4). Во всех случаях однофазного питания редукторных двигателей назначением конденсаторов в одной из обмоток статора является создание сдвига фаз между токами обмоток для образования в двигателе эллиптического вращающегося магнитного поля.

Пуск в ход синхронных редукторных двигателей производится с помощью пусковых устройств, как и обычных синхронных двигателей. Однако следует учитывать особенность редукторных двигателей, состоящую в различии синхронных скоростей вращения ротора и основной волны поля статора как по величине, так и по направлению. Знаки «+» и «—» в уравнениях (42.5) и (42.9) для синхронной скорости n_2 вращения ротора соответствуют знакам перед p в уравнениях (42.3), (42.4) и (42.8) для числа z_2 пазов ротора. Следовательно, в зависимости от выбранного числа пазов ротора по указанным уравнениям его вращение происходит или в направлении вращении поля статора (знак «+»), или в противоположном (знак «—»).

При вращении ротора синхронного редукторного двигателя по направлению вращения поля статора для пуска его в ход можно использовать короткозамкнутую обмотку на роторе. Активное сопротивление этой обмотки выбирают относительно большим с целью обеспечения устойчивой работы двигателя при синхронизме и уменьшения потерь в ней. В период пуска редукторного двигателя короткозамкнутая обмотка ротора создает асинхронный момент. При угловой скорости вращения $\omega_2 = \omega/z_2$ в РД с радиальным возбуждением или $\omega_2 = 2\omega/z_2$ в реактивном РД ротор двигателя синхронизируется под действием синхронного момента от зубцовых гармоник магнитного поля. Синхронное вращение ротора со скоростью ω_2 возможно только при определенных параметрах короткозамкнутой обмотки его, поскольку она частично демпфирует зубцовые гармоники поля в воздушном зазоре. На рис. 42.3 представлена механическая характеристика реактивного редукторного двигателя от начала пуска с

асинхронным моментом $M_{а.п}$ при $\omega_2 = 0$ до вхождения ротора в синхронизм под влиянием синхронного момента $M_с$ при скорости вращения его $\omega_2 = 2\omega/z_2$. Из рис. 42.3 видно, что при синхронном режиме работы реактивного РД общий вращающий момент его равен $M_а + M_с$, где $M_а$ — асинхронный момент от короткозамкнутой обмотки ротора, $M_с$ — синхронный момент от зубцовых гармоник поля в воздушном зазоре.

Следует отметить, что пуск в ход редукторных двигателей может производиться также и с помощью вспомогательного асинхронного двигателя. Обычно пусковой двигатель встраивается в один корпус с редукторным и имеет обмотку статора с бо́льшим числом пар полюсов, чем редукторный.

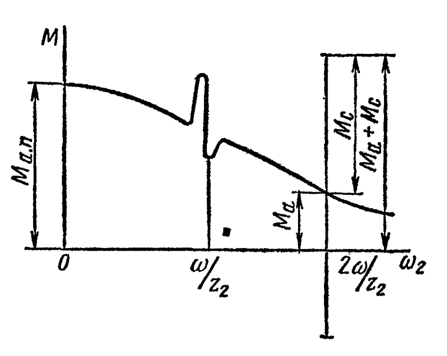


Рис 42.3. Механическая характеристика реактивного РД

§ 42.2. Двигатели с катящимся ротором

Двигатели с катящимся ротором (ДКР) относятся к категории низкоскоростных синхронных двигателей малой мощности. Они позволяют без посредства механического редуктора получать низкие скорости вращения порядка $2 \div 200$ об/мин при частоте питания 50 Гц за счет эксцентрического расположения ротора относительно внутренней окружности статора. Эти двигатели находят применение в автоматизированном электроприводе копировальных станков, устройствах для намотки потенциометров, часовых механизмах и других системах.

На рис. 42.4 представлена конструктивная схема синхронного ДКР. На статоре *3* этого двигателя помещается двухполюсная трехфазная распределенная обмотка *2*, уложенная в пазах и включаемая в сеть переменного тока. По обе стороны торцов статора рядом с лобовыми частями обмотки переменного тока располагаются еще две неподвижные кольцевые катушки *1*, которые питаются постоянным током и создают в двигателе униполярное радиальное магнитное поле.

Ротор *4* собирают в виде пакета из листовой электротехнической стали и насаживают на ферромагнитный сердечник *5*. Ротор обмотки не имеет и располагается эксцентрически относительно внутренней окружности статора. Между центрами окружностей статора и ротора получается небольшой эксцентриситет *e*. При эксцентрическом положении ротора униполярное поле кольцевых катушек от постоянного тока создает силу одностороннего магнитного притяжения ротора к статору. При включении в сеть двухполюсной обмотки переменного тока происходит сложение полей в зазоре от двух обмоток и результирующая сила магнитного притяжения вращается синхрон-

но со скоростью вращения поля основной обмотки. Под действием этой силы ротор обкатывает поверхность статора с синхронной скоростью ω_1 поля. С этой же скоростью вращается и ось ротора относительно центра статора по окружности с радиусом, равным эксцентриситету. При обкатывании статора ротор медленно поворачивается вокруг своей оси в противоположную сторону. Угловая скорость (рад/с) вращения вала ротора

$$\omega_2 = \omega_1 [(D_1 - D_{2н})/D_{2н}], \quad (42.12)$$

где D_1 — внутренний диаметр статора, см; $D_{2н}$ — наружный диаметр ротора, см; ω_1 — угловая скорость вращения поля, рад/с.

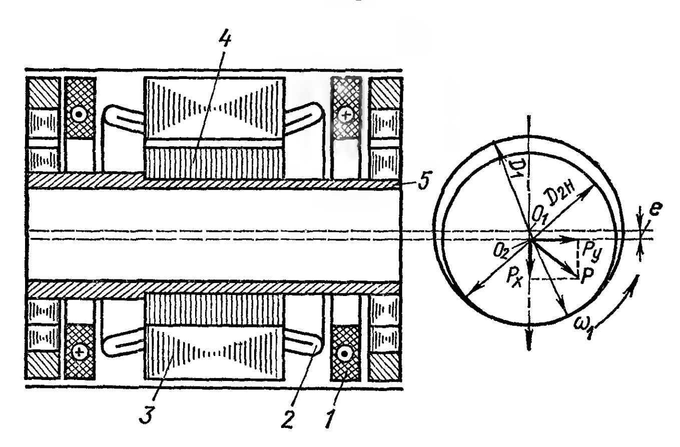


Рис. 42.4. Конструктивная схема синхронного ДКР

При нагрузке двигателя вектор результирующей силы P одностороннего магнитного притяжения образует с вертикальной осью системы некоторый угол (см. рис. 42.4). Если разложить эту силу на составляющие P_x и P_y, то составляющая P_y образует относительно точки соприкосновения статора и ротора электромагнитный вращающий момент $M = 0{,}5 P_y D_{2н}$.

Так как ротор данного двигателя вращается в противоположную сторону по отношению к вращению магнитного поля, то относительно ротора это поле перемещается со скоростью $\omega = \omega_1 + \omega_2$.

Хотя по принципу действия двигатель с катящимся ротором является синхронным, однако синхронно с полем вращается не ротор, а его ось относительно центра окружности статора. Сам же ротор поворачивается медленно вокруг этой оси. Для передачи вращающего момента от медленно поворачивающегося ротора к механической нагрузке используют различные кинематические передачи, которые механически преобразуют эксцентрическое вращение ротора в нормальное круговое вращение вала нагрузки. Следует отметить, что эксцентрическое вращение ротора вызывает появление центробежной силы и нежелательные вибрации всей системы. Для умень-

шения этих вибраций применяют эластичную подвеску статора, балансирующий противовес и др.

Синхронный двигатель с катящимся ротором характеризуется как некоторыми положительными свойствами, так и недостатками. К положительным свойствам данного двигателя относится возможность использования его в низкоскоростном безредукторном электроприводе. При этом система с ДКР обладает благоприятными динамическими свойствами из-за малого приведенного момента инерции ротора. Следовательно, как исполнительный двигатель ДКР может быть отнесен к категории малоинерционных с относительно высоким быстродействием. Рассматриваемый двигатель имеет также большой пусковой момент, невысокую кратность пускового тока и достаточно благоприятные энергетические показатели.

Однако двигатели с катящимся ротором обладают и заметными недостатками, к которым относятся: сложность конструкции и технологии изготовления двигателя, необходимость в специальном кинематическом устройстве для передачи вращающего момента от ротора к механизму, наличие вибраций при работе двигателя, требующих устранения сложными способами, износ поверхностей соприкосновения и др.

§ 42.3. Волновые электродвигатели

Волновые электродвигатели с гибким ротором в виде тонкостенного цилиндра относятся к категории низкоскоростных синхронных двигателей малой мощности. Низкие скорости вращения в них получаются за счет использования гибкой зубчатой волновой передачи между статором и ротором, образующейся посредством волны вращающегося магнитного поля в воздушном зазоре.

На рис. 42.5 изображена конструктивная схема синхронного волнового двигателя, состоящего из: шихтованного статора *1* с многофазной обмоткой, жесткого зубчатого колеса *2* волновой передачи, закрепленного по внутренней окружности статора, зубчатого венца *3* на поверхности гибкого магнитопровода ротора в виде тонкого пакета *4*, навитого в несколько слоев из стальной ленты. Этот пакет с венцом зубьев закрепляется на тонкостенном стальном цилиндре с дном, насаженным на вал *5* двигателя. Ввиду гибкой конструкции ротор имеет возможность деформироваться в радиальном направлении под влиянием магнитных сил вращающегося поля в воздушном зазоре, создаваемого многофазной обмоткой статора. Следовательно,

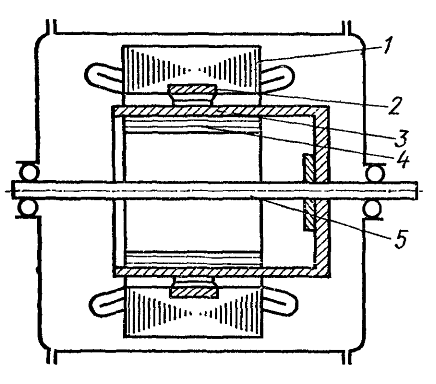


Рис. 42.5. Конструктивная схема волнового электродвигателя

в конструктивном отношении волновой двигатель представляет собой электрическую машину со встроенной волновой зубчатой передачей.

При выключенной обмотке статора магнитное поле в зазоре отсутствует и зубчатый венец гибкого ротора имеет цилиндрическую форму. В этом состоянии он не соприкасается с зубьями статорного колеса и воздушный зазор между ними будет равномерным.

При включении двухполюсной обмотки в сеть от ее поля в воздушном зазоре возникнут электромагнитные силы, под действием которых гибкий ротор растягивается в диаметрально противоположные стороны к поверхности статора в форме эллипса. В результате этого часть зубьев венца ротора диаметрально противоположных точек его придет в соприкосновение с зубчатым колесом статора, образуя две зоны зацепления. Так как магнитное поле в зазоре вращается, то эти зоны зацепления гибкого ротора также вращаются синхронно с полем. Следовательно, при этом условии получается непрерывное двухволновое зацепление зубьев двух колес, перемещающееся по окружности статора со скоростью вращения поля. Одновременно происходит медленный поворот гибкого ротора и вала *5* в противоположную сторону с угловой скоростью (рад/с)

$$\omega_2 = \omega_1 \left[(z_1 - z_2)/z_1\right], \qquad (42.13)$$

где ω_1 — угловая скорость вращения поля, рад/с; z_1 — число зубьев колеса статора; z_2 — то же ротора.

В зависимости от исполнения магнитной системы и схемы обмотки статора волновые электродвигатели подразделяются на синхронные с питанием от сети переменного тока и шаговые с импульсным питанием постоянным током через механический или электронный коммутатор. Оба типа двигателя обычно выполняют по двухволновой схеме, хотя они вообще могут иметь и несколько волн деформации по окружности гибкого ротора. Однако практическое применение получили только двухволновые двигатели.

В зависимости от способа возбуждения волновые двигатели можно разделить на два типа: реактивные, у которых ротор намагничивается магнитным полем обмотки статора; с активным или возбужденным ротором с помощью обмотки постоянного тока, либо постоянным магнитом. В последнем случае обмотка постоянного тока выполняется в виде кольцевой катушки, охватывающей ось вала и создающей униполярное аксиально-радиальное поле Аналогичное поле создает также и постоянный магнит, выполняемый в виде полого цилиндра и намагничиваемый в аксиальном направлении.

Применение активного ротора повышает энергетические показатели и вращающий момент волнового двигателя.

Волновые электродвигатели имеют определенные достоинства, например малую инерционность, отсутствие качания ротора и значительный вращающий момент. С помощью этих двигателей возможно также получение малых шаговых перемещений с большой точностью. Применение волновых двигателей перспективно для приводов подач металлорежущих станков, систем координатно-расточных станков, цифровых интегрирующих устройств, магнитных самописцев и др.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев А. Е. Тяговые электрические машины и преобразователи. «Энергия», 1967.
2. Алябьев М. И. Общая теория судовых электрических машин. «Судостроение», 1965.
3. Арменский Е. В., Фалк Г. Б. Электрические микромашины «Высшая школа», 1968.
4. Балагуров В. А. [и др.]. Электрические машины с постоянными магнитами. «Энергия», 1964.
5. Байко В Ф., Титов Н. П. Электрические микромашины. Изд СЗЗПИ. Л., 1970.
6. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. «Советское радио», 1971.
7. Бертинов А. И. Электрические машины авиационной автоматики. Оборонгиз, 1961.
8. Бертинов А. И., Варлей В. В. Электрические машины с катящимся ротором. «Энергия», 1969.
9. Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. Электрические машины и микромашины. «Высшая школа», 1971.
10. Важнов А. И. Электрические машины. «Энергия», 1969.
11. Вольдек А. И. Электрические машины. «Энергия», 1966.
12 Ермолин Н. П. Электрические машины малой мощности. «Высшая школа», 1967.
13. Ермолин Н. П. Расчет трансформаторов малой мощности. «Энергия», 1969.
14. Завалишин Д. А. [и др.]. Электрические машины малой мощности. «Энергия», 1963.
15. Каасик П. Ю., Несговорова Е. Д. Управляемые асинхронные двигатели. «Энергия», 1965.
16. Каляева А. А., Мазур А. Я. Электрические машины. Минск, «Вышэйшая школа», 1971.
17. Кацман М. М., Юферов Ф. М. Электрические машины автоматических систем. «Высшая школа», 1969.
18. Комиссар М. И. Электрические машины гироскопических систем. М., Судпромгиз. 1963.
19. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. «Энергия», ч. I, 1972; ч. II, 1973.
20. Кулик Ю. А. Электрические машины. «Высшая школа», 1971.
21. Лопухина Е. М., Самихина Г. С. Асинхронные микромашины с полым ротором. «Энергия», 1967.
22. Мезин Е. К. Судовые электрические машины. «Транспорт», 1964.
23. Петров Г.Н. Электрические машины. «Энергия», ч. I, 1956; ч. II, 1963; ч. III, 1968.
24. Ротмиров В. А., Ивоботенко Б. А. Шаговые двигатели. Госэнергоиздат, 1959.
25. Рудаков В. В. Электромашинные усилители в системах автоматики. М., Госэнергоиздат, 1961.
26. Сергеев П. С. Электрические машины. М., Госэнергоиздат, 1962.
27. Хрущев В. В. Электрические микромашины. «Энергия», 1969.
28. Чечет Ю. С. Электрические микромашины автоматических устройств. «Энергия», 1964.
29. Шаров В. С. Сверхвысокоскоростные асинхронные двигатели. Госэнергоиздат, 1963.
30. Юферов Ф. М. Электрические двигатели автоматических устройств. Госэнергоиздат, 1962.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Николай Пантелеймонович
Ермолин

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Редактор О. М. Смирницкая
Технический редактор З. В. Нуждина
Корректор Г. И. Кострикова
Художественный редактор Н. К. Гуторов
Художник В. З. Казакевич

Т—14258. Сдано в набор 9/IV—74 г. Подп. к печати 16/IX—74 г. Формат 60×90[1]/16.
Бумага типогр. № 2. Объем 18,5 печ. л., Усл. п. л. 18,5. Уч.-изд. л. 19,07.
Изд. № Стд 168. Тираж 53 000 экз. Цена 83 коп.

План выпуска литературы для вузов и техникумов издательства «Высшая школа»
на 1975 г. Позиция № 147

Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14,
Издательство «Высшая школа»

Ярославский полиграфкомбинат «Союзполиграфпрома» при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Ярославль, ул. Свободы, 97. Заказ № 278.